re

RADIOELEKTRONIK

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

2'90

- ELEKTRONICZNA REGULACJA WZMOCNIENIA
- ANALIZATOR STANÓW LOGICZNYCH DO Z80
- DEMODULATORY W ODBIORNIKACH TV SAT
- NOWE TELEWIZORY Z UNIMORU
- REGULATORY TEMPERATURY



PL ISSN 01376802

Przenośny, lekki odtwarzacz CD firmy Panasonic — Technics. Jest rzeczywiście bardzo lekki. Jego masa wynosi zaledwie 360 g razem z bateriami. Wśród innych przenośnych odtwarzaczy płyt kompaktowych model SL-XP2 wyróżnia się efektowną obudową — fot. na str. I okładki. Jego parametry techniczne są równie dobre jak odtwarzaczy stacjonarnych — domowych. Bardzo dobrą jakość dźwięku uzyskuje się dzięki 16-bitowemu poczwórnemu przetwarzaniu i oddzielnym przetwornikiem cyfrowo-analogowym dla każdego kanału stereofonicznego. Odtwarzanie najniższych tonów polepsza układ XBS (Extra Bass System). Miniaturowe lekkie słuchawki nie mają niewygodnego i niewskazanego dla damskich fryzur pałąka. Podczas spacerów i wycieczek odtwarzacz można zasilać z baterii lub akumulatorów Ni-Cd, które wystarczają na 2 1/2 godziny, a w domu z dołączonego zasilacza. Układ oszczędnościowy samoczynnie wyłącza urządzenie, gdy funkcja ,,Stop" albo ,,Pauza" jest włączona dłużej niż 5 minut. Istnieje kilka możliwości programowania odtwarzania poszczególnych utworów muzycznych: do 18 utworów w wybranej kolejności, w przypadkowej kolejności, z powtórzeniem ostatniego odtwarzanego utworu po ponownym włączeniu odtwarzacza. Na wyświetlaczu LCD jest sygnalizowany m.in. rodzaj pracy oraz ostrzeżenie, gdy pojemność akumulatorów jest na wyczerpaniu. Odtwarzacz nadaje się do płyt kompaktowych o średnicy 8 i 12 cm. Wymiary: 12,8 × 14,5 × 3,5 cm.

Poręczny kamerowid. Kamerowid VS-C40 firmy **Grundig** (fot.) systemu VHS-C charakteryzuje się niewielką masą — tylko 1,2 kg — oraz niewielkimi wymiarami (12 × 27 × 15 cm), stanowiąc wręcz idealne wyposażenie dla ruchliwego amatora-filmowca wideo. Dzięki zastosowaniu obiektywu o dużej jasności



(1:1,2) współpracującego z czułym przetwornikiem CCD 1/2" o rozdzielczości 320 000 pikseli można wykonywać zdjęcia przy minimalnym oświetleniu tylko 10 lx. Wykonywanie zdjęć sportowych ułatwia szybka migawka z czasami 1/500 i 1/1000 s. Zmieniana za pomocą silnika ogniskowa obiektywu wynosi 9 ÷ 54 mm, obiektyw umożliwia też zdjęcia makro; ustawianie ostrości może być ręczne lub automatyczne. Użytkownik może korzystać również z układu automatycznego ustawiania bieli z automatyką przesłony i to zarówno przy świetle naturalnym jak i sztucznym, również przy bardzo jasnych scenach. Specjalny układ BLC służy do kompensacji światła padającego na wprost, zasadniczo poprawiając jakość zdjęć pod światło. Pojemność kasety wynosi 30 minut. Oprócz typowych funkcji, jak nagrywanie, odtwarzanie i montaż można uzyskiwać obraz stały, przeszukiwanie taśmy w przód i w tył, szybkie przewijanie w obie strony oraz automatyczne przewijanie po skończeniu taśmy w kasecie. Kamerowid jest wyposażony w czarno-biały monitor o przekątnej 2/3", umożliwiający operatorowi kontrolę odtwarzania lub przeglądnięcie ostatnich kilku sekund nagrania. Jest też łatwa możliwość wprowadzania lub usuwania poszczególnych scen podczas montażu czy też wprowadzania na obraz daty i dokładnego czasu. Elektroniczny licznik z pamięcią zapewnia stałą kontrolę zużycia taśmy. Wyposażeniem standardowym jest zasilacz sieciowy 100 ÷ 240 V z automatycznym ładowaniem akumulatora 1 Ah, kabel wideo i pas do noszenia.

Modułowy system domowy. Elektroniczny system modułowy do domowej instalacji elektrycznej firmy Conson Electronic (Flensburg, RFN) typu HMS 2000 jest przeznaczony do sterowania różnymi czynnościami i systemami domowymi zależnie od potrzeb użytkownika. Rozwiązanie techniczne, polegające na stosowaniu dowolnie dołączanych modułów do jednostki podstawowej zapewnia wymaganą w takich przypadkach elastyczność zastosowań. Podstawowymi modułami są zasilacz DC11 oraz elektroniczny programator DC21/DC22 z wstępnie zaprogramowanymi funkcjami. Do tych modułów dodaje się, stosownie do wymagań: ściemniacz DC31, połącznik zmierzchowy DC41, urządzenie zabezpieczająco-alarmowe DC51, imitator zamieszkania domu DC61, przekaźnik czasowy DC65, system ochrony DC71 wykorzystujący promieniowanie podczerwone oraz jednokanałowy lub dwukanałowy zegar impulsowy DC81/DC82. Nieco inne jest rozwiązanie systemu bezprzewodowego sterowania urządzeniami domowymi. Tu jednym naciśnięciem klawisza można zgasić światło w całym domu, otwierać określone okna, podnosić i opuszczać rolety, włączać i wyłączać system alarmowy. Jest też system nadzoru wszelkich urządzeń zasilanych elektrycznie, wykonywany albo jako niezależny panel do umieszczenia na ścianie, albo jako przystawka do komputera kompatybilnego z IBM PC. Do budynków większych i ważniejszych niż dom prywatny (zakłady przemysłowe, szkoły, szpitale, wystawy) jest przeznaczone dalsze rozwinięcie prostszych systemów — sterowanie bezprzewodowe 3R2000. Za pomocą 4 ÷ 8-kanałowego nadajnika małej mocy można nim sterować do 115 funkcji typu, np.: włączanie i wyłączanie oświetlenia, ściemnianie, wpuszczanie i wypuszczanie pojazdu, regulacja obrotów silników, zaciągnięcie zasłon. Antena nadajnika ma kołową charakterystykę promieniowania a jego zasięg wynosi ok. 20 m. Oprócz wspomnianych tu rozwiązań systemowych firma produkuje również ściemniacz służący do regulowania światłości nowoczesnych, cienkich świetlówek o średnicy 26 mm. Zakres regulacji wynosi 30 ÷ 100% strumienia znamionowego, analogiczna jest też oszczędność energii przy ściemnianiu. Wyposażenie w odpowiednie wejścia umożliwia wykorzystanie ściemniacza zarówno do płynnego jak i skokowego regulowania oświetlenia wnętrz w zależności od oświetlenia zewnętrznego, sterowanie zdalne oświetleniem jest również sterowane z zegara impulsowego. Moc sterowanych źródeł światła reguluje się, dołączając dodatkowo moduły sterujące o prądach obciążenia 10 — 16 — 25 lub 35 A. Urządzenia te były wystawiane na Targach Hanowerskich '89.

Drodzy Czytelnicy!

,,Radioelektronik" podobnie jak inne polskie czasopisma, szczególnie techniczne, znajduje się w bardzo trudnej sytuacji finansowej. W drugim półroczu ubiegłego roku i w styczniu br. wzrastały i to wielokrotnie ceny papieru, koszty druku i kolportażu. ,,Radioelektronik" nie otrzymuje żadnych dotacji, czasopismo musi utrzymać się samo.
Cena 3500 zł, obowiązująca od stycznia 1990 r. zapewniłaby nam finansową samowystarczalność gdyby nie duże straty na prenumeracie. Przy obecnym nakładzie 150 tys. egzemplarzy, 36 tysięcy jest rozprowadzanych w prenumeracie. Cenę prenumeraty na I kwartał ustalano w połowie ubiegłego roku. Dlatego też w cennikach podano 350 zł za 1 egz. w I kwartale br. Straty spowodowane prenumeratą wynoszą prawie 450 mln. zł. Tak duże straty mogą doprowadzić do bankructwa ,,Radioelektronika".
Szanując i naszych Czytelników-Prenumeratorów i nasze zobowiązania, nie chcemy anulować prenumeraty. Zwracamy się natomiast do Prenumeratorów z gorącym apelem o wniesienie dopłaty za I kwartał w wysokości 9450 zł.
Pieniądze prosimy wpłacić przekazem na konto bankowe: PBK III O Warszawa nr 370015-7490-139-11.
W miejscu na korespondencję (odcinek dla właściciela rachunku) należy dopisać: Dopłata do prenumeraty ,,Radioelektronika" — I kw. 1990 r.

Redakcja

OGŁOSZENIA

Za treść ogłoszeń, ani za rzetelność realizacji zawartych w nich ofert Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności. Ogłoszenia drobne (do 50 słów) w cenie 3000 zł za słowo przyjmuje Redakcja „Radioelektronik", ul. Nowowiejska 1, 00-643. Tel. 25-29-85 od godz. 10–14.

Okładka. Nowy przenośny odtwarzacz płyt kompaktowych firmy Panasonic-Technics. Szczegóły w „Z kraju i ze świata".
Fot. Panasonic



RADIOELEKTRONIK 2'90

LUTY 1990 ● ROCZNIK XLI (129)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85

SIGMA -NOT *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością*

Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.



Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie Zam. 4752/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 150.000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena zł 3500. Numer zamknięto 29.I.1990 r.

Zespół głośnikowy z tubą

Daniel Jewasiński

Opisany niżej zespół głośnikowy z krótką tubą jest przeznaczony w zasadzie do celów estradowych. Może on współpracować ze wzmacniaczami instrumentalnymi, wzmacniaczami głosu solistów oraz służyć do odtwarzania słownych i muzycznych zapisów fonograficznych. Nadaje się również do nagłaśniania przestrzeni otwartej.

Konstrukcja zespołu zapewnia kierunkowe promieniowanie dźwięku i zwiększoną sprawność przetwarzania energii elektrycznej m.cz. w energię akustyczną.

Dzięki temu, w wypadku nagłaśniania przeciętnej szkolnej sali gimnastycznej podczas zabawy, wystarczy użycie popularnego wzmacniacza m.cz. o mocy 2 × 20 W i dwóch opisywanych zespołów głośnikowych.

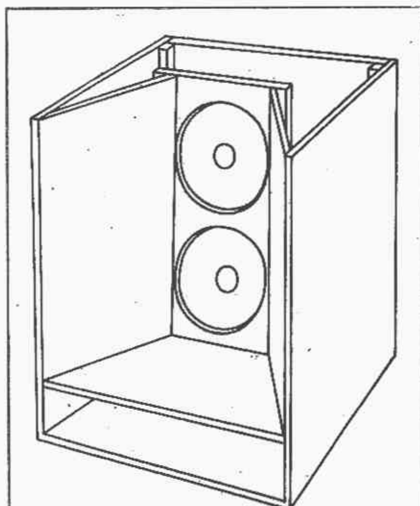
Jak wiadomo, największą sprawność przetwarzania uzyskuje się za pomocą głośników w klasycznych obudowach tubowych. Mają one jednak wielkie rozmiary, co utrudnia bardzo ich zastosowanie. W wypadku np. głośnika GDS 20/20 i przenoszenia pasma częstotliwości od 50 Hz poczynając, długość obudowy tubowej wyniesie 2÷2,5 m.

Wielu producentów sprzętu elektroakustycznego stosuje w swoich konstrukcjach krótkie tuby, które powodują skupienie emitowanej energii, dzięki czemu unika się jej zbytniego rozproszenia w kierunkach bocznych względem osi głównej promieniowania zespołu głośnikowego.

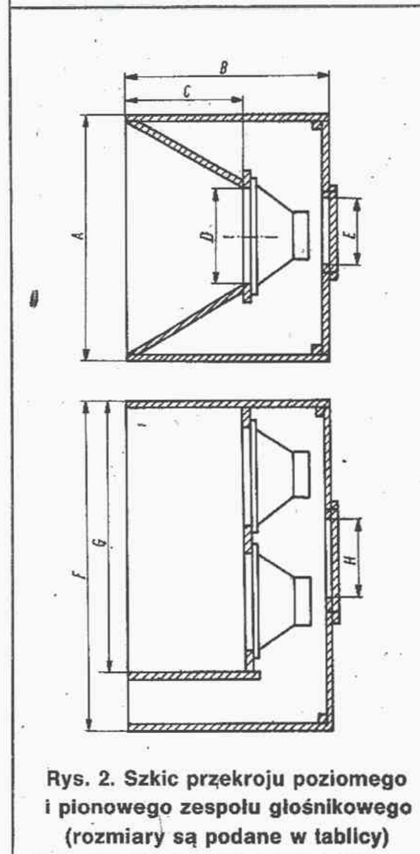
Takie zespoły brzmią głośniej przy mocy porównywalnej z zespołami głośnikowymi o innej konstrukcji i umożliwiają lepsze „wypełnienie" dźwiękiem nagłaśnianej przestrzeni. Krótka tuba zwiększa także sprawność przetwarzania głośnika w zakresie średnich i większych częstotliwości, co nie jest bez znaczenia, zważywszy fakt dużego tłumienia fal o tych częstotliwościach w salach wypełnionych publicznością i na otwartej przestrzeni.

Na rys. 1 jest przedstawiony szkic konstrukcyjny całego zespołu głośnikowego

Na rys. 2 są przedstawione przekroje obudowy zespołu (poziomy i pionowy) ułatwiające zaprojektowanie poszczególnych elementów konstrukcyjnych obudowy.



Rys. 1. Szkic konstrukcyjny zespołu głośnikowego (bez górnej ścianki)



Rys. 2. Szkic przekroju poziomego i pionowego zespołu głośnikowego (rozmiary są podane w tablicy)

Rozmiary obudowy głośników [mm]

Rozmiar	Typ głośnika	
	GDS 30/30	GDS 20/20
A	660	440
B	525	350
C	300	200
D	270	170
E	180	120
F	870	580
G	720	480
H	220	150

Rozmiary obudowy zależą od głośników, które będą w niej wmontowane. W wypadku głośników GDS 30/30 i GDS 20/20 odpowiednie rozmiary obudowy są podane w tablicy. W obudowach mogą być zastosowane głośniki szerokopasmowe produkcji zagranicznej podobnej wielkości do wymienionych głośników ZWG Tonsil.

Najlepszym materiałem do wykonania obudowy jest wodoodporna, dobra sklejka o grubości 15 mm. W razie trudności w jej nabyciu można użyć twardej płyty paździeżowej o grubości 20÷25 mm — w wypadku obudowy do głośników GDS 30/30, i o grubości 15÷18 mm — w wypadku obudowy do głośników GDS 20/20. Obudowy z płyty paździeżowej mają większą masę.

Należy zwrócić uwagę na to, że płyta, do której są przytwierdzone głośniki, nie zajmuje całej szerokości obudowy. Zastosowanie płyty sięgającej od jednej do drugiej scianki bocznej obudowy ułatwiłoby konstruowanie obudowy, lecz zmniejszyło akustyczną objętość obudowy, i pogorszyło jej parametry. Można by próbować zastosować płytę z wyciętymi kilku otworami.

Autor nie wypróbował takiego rozwiązania. W tylnej ściance obudowy znajduje się otwór zamykany kawałkiem płyty. Otwarcie otworu wpływa na zmianę parametrów zespołu głośnikowego, głównie w zakresie małych częstotliwości akustycznych. Zamykająca płytka powinna dać się łatwo zdejmować i przytwierdzać.

Elementy obudowy powinny być połączone dobrym klejem, listwami pomocniczymi i wkrętami. Wykończenie zewnętrzne zależy od przeznaczenia zespołu i możliwości jakimi dysponuje konstruktor-amator.

Zalety obudowy można stwierdzić szczególnie na otwartej przestrzeni lub w dużej sali. Autor wykonał próbę z zespołem wyposażonym w dwa głośniki GDS 30/30 zasilanym ze wzmacniacza 12 W. W terenie nie mającym silnych zakłóceń akustycznych mowa ludzka była zrozumiała z odległości około 200 m.

Opisane zespoły można zalecić wszystkim zajmującym się, z tych czy innych przyczyn nagłośnianiem, bowiem ich uniwersalność umożliwia rozwiązanie — tanim kosztem — wielu problemów akustycznych. ■

Układy elektronicznej regulacji wzmocnienia

Jacek Misztal

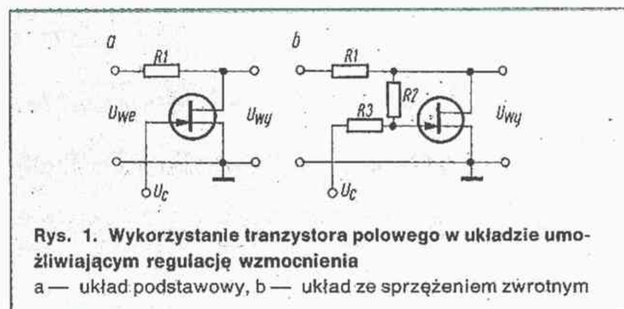
W artykule opisano układy elektronicznej regulacji wzmocnienia w wzmacniaczach m.cz. Celem artykułu jest zapoznanie czytelników z ogólną zasadą regulacji tego typu oraz przedstawienie konkretnego przykładu układowego. Autor artykułu użytkował opisany układ przez 2 lata.

Elektroniczna regulacja wzmocnienia w wzmacniaczach akustycznych nie jest łatwa do wykonania. Konieczne jest skonstruowanie układu o wzmocnieniu regulowanym napięciem stałym i o dobrych parametrach elektrycznych, co znacznie zwiększa koszt całego urządzenia. W rozwiązaniach fabrycznych są stosowane specjalistyczne układy scalone, zawierające w jednej obudowie do kilku wzmacniaczy o regulowanym wzmocnieniu. Są to przeważnie wzmacniacze różnicowe, w których zmianę wzmocnienia uzyskuje się jako skutek regulacji wydajności źródła prądowego przyłączonego do emiterów tranzystorów różnicowych. Do takich układów należą: TCA730, TCA740, TDA4290, TDA1074.

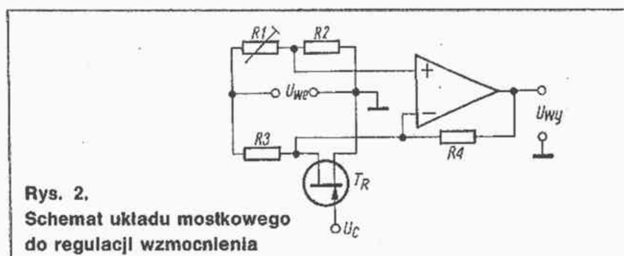
Umożliwiają one regulację wzmocnienia, równoważenie kanałów sterefonicznych i regulację charakterystyki częstotliwościowej za pomocą odpowiednich napięć sterujących. Układy te stosuje się w sprzęcie średniej klasy, głównie w odbiornikach telewizyjnych i urządzeniach samochodowych.

W amatorskich konstrukcjach jako elementy regulacyjne wykorzystuje się często tranzystory polowe (FET). Najprostszy układ regulacji napięcia z tranzystorem polowym przedstawiono na rys. 1a. Jest to rezystancyjny dzielnik napięcia, w którym tranzystor pełni funkcję szeregowego elementu regulującego. Zakres regulacji (tłumienia) takiego dzielnika nie przekracza 40 dB. Podstawowym ograniczeniem w jego zastosowaniu są zniekształcenia nieliniowe wprowadzane przez układ już przy napięciu ok. 30÷40 mV na tranzystorze polowym, wskutek modulacji szerokości kanału. Przy napięciu wejściowym 250 mV (wartość skuteczna) i częstotliwość 1 kHz zniekształcenia nieliniowe mogą osiągnąć 20%. Można je zmniejszyć stosując dodatkowe elementy, jak to przedstawiono na rys 1b. Rezystory R2 i R3, dzięki wprowadzeniu ujemnego sprzężenia zwrotnego, korygują charakterystykę wyjściową tranzystora regulacyjnego. Następuje poszerzenie liniowego zakresu zależności prądu drenu (I_d) do napięcia dren -źródło (U_{DS}). W układzie tym można uzyskać nawet pięciokrotne zmniejszenie zniekształceń nieliniowych. Zniekształceń regulowanego sygnału można uniknąć tłumiąc go na wejściu regulatora tak, aby jego wartość nie przekraczała kilkudziesięciu miliwoltów. Takie rozwiązanie powoduje jednak zwiększenie poziomu szumów, gdyż konieczne jest zastosowanie wzmacniacza o dużym wzmocnieniu i dużej wartości rezystancji wejściowej.

Znacznie lepsze rezultaty można uzyskać, jeśli tranzystor polowy włączy się w gałąź mostka rezystancyjnego, przy czym do jednej przekątnej tego mostka jest doprowadzony sygnał wejściowy, natomiast druga przekątna dołączona jest do wejść wzmacniacza różnicowego, jak to przedstawiono na rys. 2. Równoważenie mostka przeprowadza się przez zmianę wartości rezystancji R1, przy napięciu regulującym $U_c = 0$. Teoretycznie można w tym układzie uzyskać dowolne stłumienie sygnału wejściowego, jednak wskutek niezrównoważenia mostka przy zmianach temperatury zakres regulacji wynosi nie więcej niż 70 dB (stłumienie około 3000 razy).



Rys. 1. Wykorzystanie tranzystora polowego w układzie umożliwiającym regulację wzmocnienia
a — układ podstawowy, b — układ ze sprzężeniem zwrotnym



Rys. 2. Schemat układu mostkowego do regulacji wzmocnienia

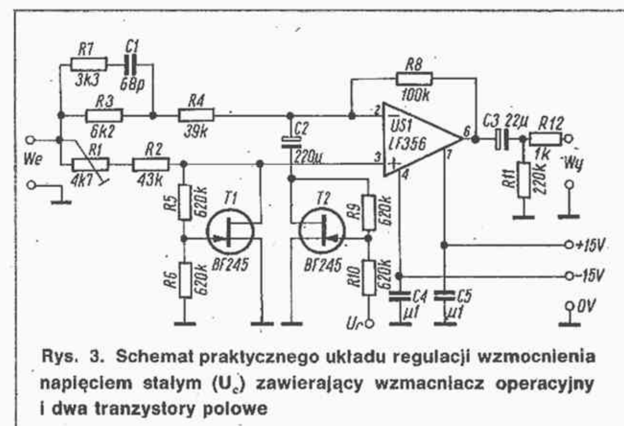
Jeżeli wartość impedancji źródła sygnału jest znacznie mniejsza od wartości rezystorów R1 i R2, to wzmocnienie napięciowe układu (A_u) można opisać zależnością:

$$A_u = -\frac{R4}{R3} + \frac{R2}{R1+R2}\left(1 + \frac{R4}{R3} + \frac{R4}{R_D}\right)$$

przy czym:

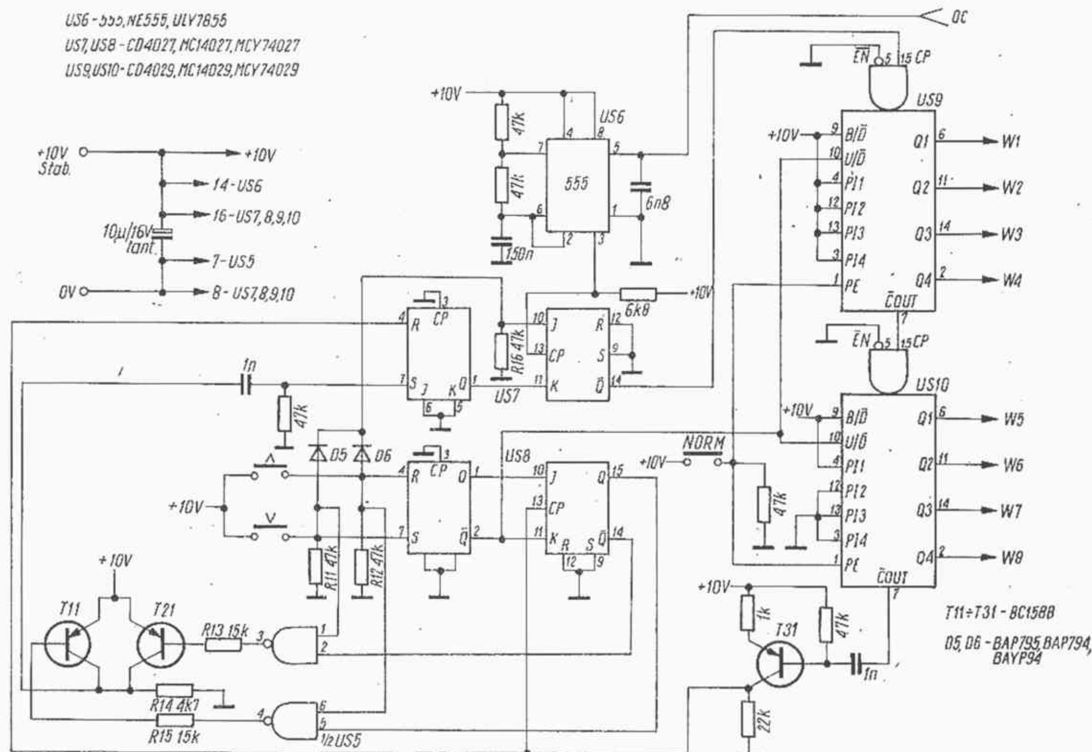
R_D — rezystancja dynamiczna kanału tranzystora T_R.

Układ rys. 2 charakteryzuje się małymi zniekształceniami, dużym zakresem regulacji wzmocnienia i małą impedancją wyjściową. Ponieważ różnica napięć na wejściach wzmacniacza jest bliska zeru (przy założeniu, że wzmocnienie napięciowe wzmacniacza w otwartej pętli jest bliskie nieskończoności), na tranzystorze regulacyjnym występuje niewielka część napięcia wejściowego, równa stosunkowi $\frac{R2}{R1+R2}$, nie powodująca jeszcze pojawiania się skutków nieliniowości rezystancji kanału.



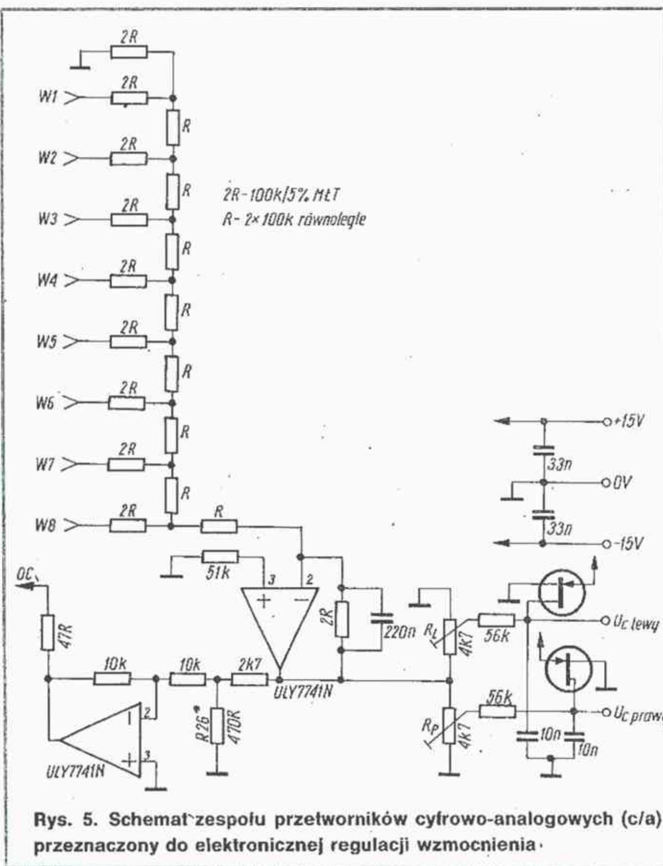
Rys. 3. Schemat praktycznego układu regulacji wzmocnienia napięciem stałym (U_c) zawierający wzmacniacz operacyjny i dwa tranzystory polowe

Praktyczne rozwiązanie układu wzmacniacza, który można włączyć jako jeden ze stopni w przedwzmacniaczu napięciowym, przedstawione jest na rys. 3. Maksymalne wzmocnienie układu wynosi około 2 V/V i może być dobierane przez zmianę wartości rezystora R8, przy czym nie powinno być ono mniejsze niż 1 V/V. Rezystancja wejściowa równa jest około 24 kΩ. Współczynnik zawartości harmonicznych przy wzmocnieniu większym niż − 12 dB ma wartość mniejszą niż 0,01% i wzrasta do 0,08% przy −60 dB. Dla zmniejszenia wpływu



Rys. 4. Schemat układu impulsowego umożliwiający sterowaniem wzmocnienia

temperatury na pracę układu zamiast rezystora R2 z rys. 2 włączono tranzystor T1, który pracuje przy $U_{GS} = 0$ V. Kompensuje on wpływ temperatury na zmianę rezystancji kanału tranzystora regulacyjnego T2, utrzymując mostek w równowadze. Dla zmniejszenia zniekształceń zastosowano rezystory korekcyjne R5, R6, R9 i R10. Tranzystory T1 i T2



Rys. 5. Schemat zespołu przetworników cyfrowo-analogowych (c/a) przeznaczony do elektronicznej regulacji wzmocnienia

powinny być dobierane w pary i mieć możliwie małą rezystancją kanału. Należy zapewnić ich wzajemny kontakt cieplny, np. przez sklejenie ich obudów żywicą epoksydową. Elementy C1, C2 uwydatniają małe i wielkie częstotliwości akustyczne przy silnym stłumieniu sygnału (regulacja fizjologiczna).

Zastosowany wzmacniacz operacyjny powinien charakteryzować się małymi szumami i możliwie dużą częstotliwością graniczną. W układzie modelowym zastosowano wzmacniacz typu LF356, dla którego szybkość narastania napięcia wyjściowego wynosi 15 V/µs i częstotliwość graniczna 5 MHz. Bardzo małe prądy polaryzacji dla tego wzmacniacza umożliwiły zastosowanie rezystorów R1 i R4 o stosunkowo dużych wartościach, przy zachowaniu małych szumów. Ważony stosunek sygnału do szumu przy $U_{we} = 1$ V i $A_u = 2$ wynosi 95 dB. Uruchomienie układu polega na doprowadzeniu do wejścia sygnału o częstotliwości 1,5 kHz i napięciu ok. 1 V i ustawienia takiej wartości rezystora R1, aby przy napięciu $U_c = 0$ V sygnał na wejściu wzmacniacza miał wartość minimalną.

Do wytworzenia napięcia sterującego wzmacniaczem można użyć np. układu MC1025 (patrz: „Re" nr 3/1984 str. 4; „Re" nr 10/1987 str. 16), pamiętając, że napięcie sterujące U_c dla tranzystorów FET z kanałem typu n ma polaryzację ujemną i powinno zmieniać się od wartości 0 V (minimum wzmocnienia) do wartości bliskiej U_{GSoff} (maksimum wzmocnienia). Stosując układ MC1025 należy przekonstruować filtry dolnoprzepustowe lub tak dobrać ich stałe czasu, aby napięcie z wyjść przetworników c/a (ok. 9 kHz) nie przenikało do wzmacniacza.

Na rys. 4 i rys 5 przedstawiono inne rozwiązanie układu sterującego oparte na układach C-MOS. Do wytworzenia napięcia regulacyjnego U_c zastosowano przetwornik c/a, skonstruowany z drabinką R-2R: (8-bitowy do sterowania wzmocnienia w obu kanałach). Przetwornik c/a jest przyłączony bezpośrednio do wyjść liczników rewersyjnych 4029; uzupełniają je układy sterujące kierunkiem liczenia, reagujące odpowiednio na przepełnienie liczników. Napięcie re-

gulujące wzmocnienie wpływa na częstotliwość generatora taktującego tak, aby przyrost głośności był w przybliżeniu równomierny. Potencjometry montażowe R_L i R_P należy ustawić tak, aby otrzymać pełny zakres regulacji wzmocnienia, jednakowy w obu kanałach. Napięcie zasilające układ powinno być dobrze stabilizowane. Tam, gdzie przerzutniki J-K pracują jako zwykłe przerzutniki R-S, można użyć bramek NOR lub przerzutników typu D (układ 4013) pracujących jako R-S. Rezystory R w drabinkach R-2R uzyskuje się przez równoległe połączenie dwóch rezystorów 2R (100 kΩ). Przy zastosowaniu rezystorów o tolerancji 5% pochodzących z jednej serii dokładność przetworników c/a jest wystarczająca.

LITERATURA

[1] Lange F.D., Schürman J.H.: „Aktive Vierpolschaltungen mit Operationsverstärken und FET". „Elektronik" nr 1/1970
[2] Iwanow B.: „Distancionnoje riegulirowanie gromkosti w stieriieofonii". „Radio". nr 12/1974
[3] Rudnicki R., Gomuła R.: Analogowe układy scalone w sprzęcie radiowo telewizyjnym". WKŁ 1980
[4] Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKŁ 1985
[5] RCA — COS-MOS Integrated Circuits Manual
[6] Kręciejewski M.: Układy cyfrowe C-MOS. „Radioelektronik" nr 9÷12/1985
[7] Kręciejewski M.: Przetworniki cyfrowo-analogowe c/a. „Radioelektronik" nr 8 i 9/1986 □

technika mikroprocesorowa

mgr inż. Jacek Kawecki

Analizator stanów logicznych mikroprocesora Z-80

Często przy uruchamianiu mikrokomputerów niezbędne jest stosowanie przyrządów umożliwiających śledzenie wykonywanego programu i monitorowanie stanu procesora. Najczęściej realizuje się to przez układ tzw. pułapek adresowych umożliwiających zatrzymanie procesora w dowolnym miejscu programu. Do tych celów zaprojektowano i wykonano przyrząd umożliwiający uruchamianie układów z mikroprocesorem Z-80.

Przyrząd na wyświetlaczu wskazuje stan magistrali adresowej, magistrali danych (heksadecymalnie) oraz sygnałów sterujących: IORQ, MREQ, WR, RD, M1, HALT (binarnie). Umożliwia zatrzymanie procesora po założeniu pułapki na cyklu maszynowym, na cyklu instrukcji oraz na wybranym adresie. Adres pułapki jest wprowadzany z klawiatury heksadecymalnej. Zatrzymanie procesora jest realizowane przez wprowadzenie go w stan WAIT.

Praca procesora może być wznowiona po ustawieniu nowej pułapki adresowej albo krokowo (po jednym cyklu maszynowym lub instrukcji).

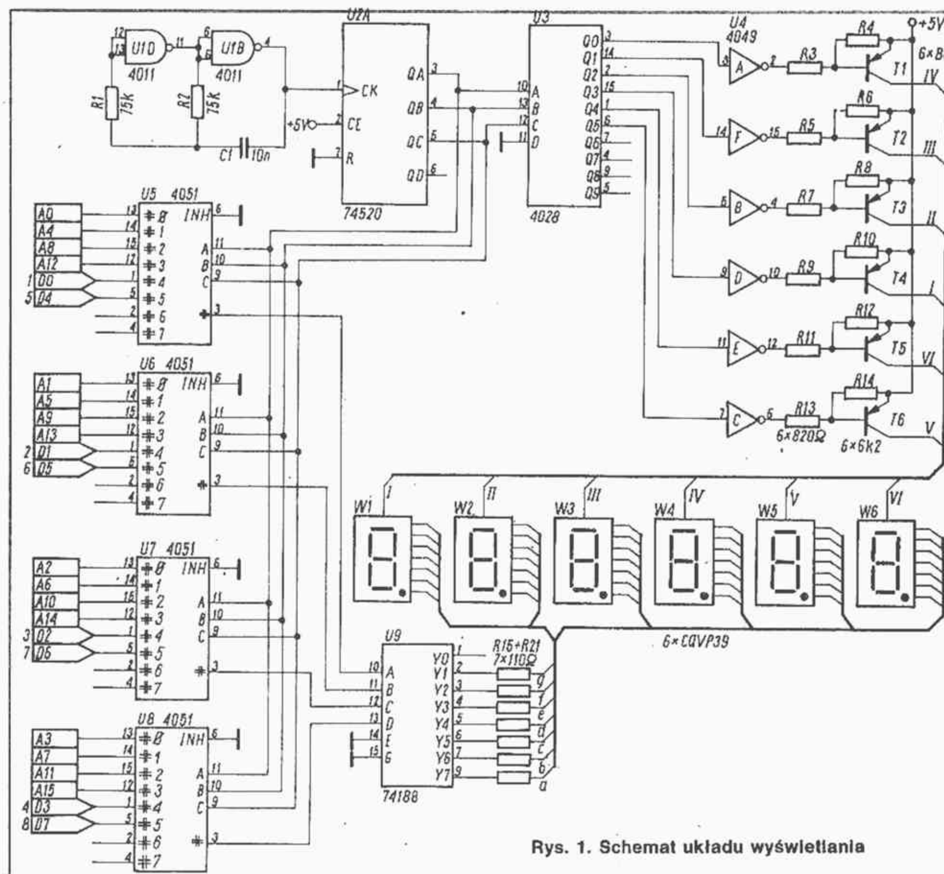
Opis układów

Układ wyświetlania

Układ wyświetlania stanu magistral (rys. 1) adresowej i danych zawiera sześć wyświetlaczy 7-segmentowych, w systemie heksadecymalnym. Ze względu na konieczność zapewnienia małego poboru mocy wybrano multipleksowany tryb wyświetlania.

Bramki U1D oraz U1B tworzą generator pracujący z częstotliwością kilkuset herców. Jego impulsy są zliczane w liczniku modulo 8 U2A i dekodowane — dekoder BCD-1 z 10 U3. Cyklicznie pojawiająca się jedynka logiczna na wyjściach dekodera po zanegowaniu (U4) steruje przez klucze tranzystorowe (T1–T6) anodami wyświetlaczy. Jednocześnie binarny numer aktualnie wyświetlanej cyfry jest podawany z licznika U2A do multipleksów U5÷U8, wybierających linie adresowe i danych, które mają być wyświetlone na danej pozycji.

Jako transkoder liczba binarna-kod wskaźnika 7-segmentowego wykorzystano pamięć PROM o organizacji 32 × 8 bitów. W tej pamięci (U9) umieszczono, zgodnie z tablicą 1, informacje o kodach cyfr do 0 do 9, liter A do F oraz niektórych innych znaków (nie wykorzystanych w tym przyrządzie).



Rys. 1. Schemat układu wyświetlania

Układ klawiatury heksadecymalnej

Układ klawiatury (rys. 2) tworzy zestaw 16 zestyków kontaktronowych, podających binarny kod klawisza przez matrycę diodową do 4-bitowej linii. Dana ta jest podawana do pier-

wszego rejestru przesuwnego U12. Naciśnięcie klawisza powoduje pojawienie się jedynki logicznej na jednej lub kilku liniach, co jest dekodowane (bramki U10 A–C) i wytwarzany jest impuls wpisujący kod klawisza do rejestru. Wpis powoduje jednocześnie przesunięcie poprzednio wpisanego znaku o jedną pozycję (do następnego rejestru). Przerzutnik monostabilny U11A, U11B zabezpiecza układ przed następstwami drgań zestyków, co powodowałoby wpisywanie błędnych danych. Po wprowadzeniu czterech znaków na wyjściach rejestrów przesuwnych U12–U15, jest dostępny 16-bitowy adres pułapki.

Układ pracy krokowej

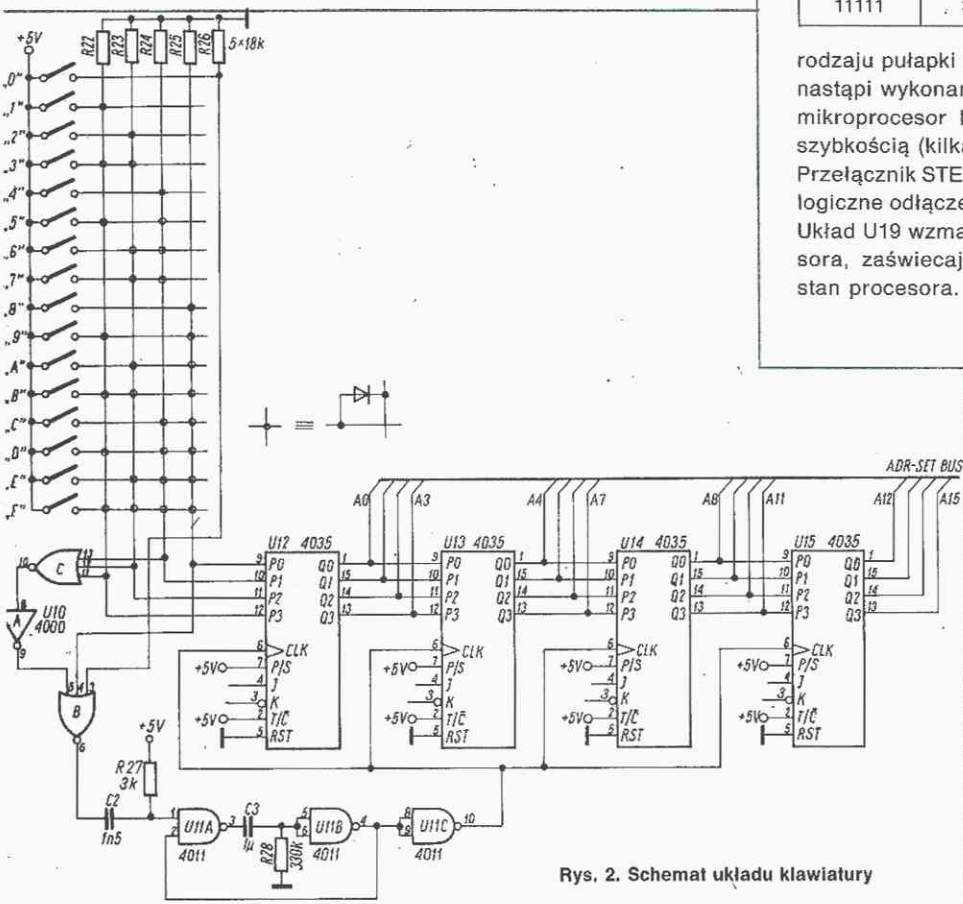
Układ pracy krokowej (rys. 3) służy do wygenerowania sygnału WAIT w następstwie uaktywnienia się pułapki. Jest to zrealizowane za pomocą dwóch przerzutników typu D (U18). Pojawienie się aktywnego poziomu pułapki (zbocze narastające) ustawia przerzutnik U18A, który przez inwerter tranzystorowy T7 doprowadza sygnał WAIT do odpowiedniej końcówki procesora. Trójpozycyjny przełącznik wybiera rodzaj pułapki:

MACH — po cyklu maszynowym: dekodowany sygnał (IORQ lub MREQ)

INST — po cyklu instrukcji: dekodowany sygnał M1

ADR — pułapka adresowa: dekodowana zgodność adresów szyny adresowej i ustawionego adresu pułapki.

Skasowanie sygnału WAIT następuje przez wyzerowanie przerzutnika U18A za pomocą drugiego (U18B), wysterowanego z bramki U17A. Bramką ta dostarcza pojedynczy impuls po naciśnięciu przełącznika NEXT lub serii impulsów z generatora (U16D, U16A) w trybie pracy AUTO. Tak więc wykonanie przez mikroprocesor następnego rozkazu lub części programu jest uzależnione od ustawienia przełącznika



Rys. 2. Schemat układu klawiatury

Tablica 1. **Zawartość pamięci PROM**
(transkoder BIN — KOD wskaźnika 7-segmentowego)

Adres		Dana		Znak
(bin)	(dzies.)	(bin) abcdefgx	(dzies.)	
00000	0	00000011	3	0
00001	1	10011111	159	1
00010	2	00100101	37	2
00011	3	00001101	13	3
00100	4	10011001	153	4
00101	5	01001001	73	5
00110	6	01000001	65	6
00111	7	00011111	31	7
01000	8	00000001	1	8
01001	9	00001001	9	9
01010	10	00010001	17	A
01011	11	11000001	193	B
01100	12	01100011	99	C
01101	13	10000101	133	D
01110	14	01100001	97	E
01111	15	01110001	113	F
10000	16	11111111	255	wygaszony
10001	17	10010001	145	H
10010	18	11100011	227	L
10011	19	10000011	131	U
10100	20	00110001	49	P
10101	21	11110101	245	Г
10110	22	11000101	197	□
10111	23	11111101	253	—
11000	24	11010101	213	⊓
11001	25	11000111	199	⊔
11010	26	11001101	205	]
11011	27	11100101	229	[
11100	28	11100001	225	Ł
11101	29	11110011	243	I
11110	30	00001111	15	]
11111	31	10111001	185	⊔

rodzaju pułapki i naciśnięcia klawisza NEXT. W trybie HAND nastąpi wykonanie jednego kroku, natomiast w trybie AUTO mikroprocesor będzie pracować ze znacznie zmniejszoną szybkością (kilkadziesiąt rozkazów/sekundę).

Przełącznik STEP/FREE ustawiony w pozycji FREE umożliwia logiczne odłączenie przyrządu i niezależną pracę procesora. Układ U19 wzmacnia i neguje sygnały sterujące mikroprocesora, zaświecając diody luminescencyjne przedstawiające stan procesora.

Układ pułapki adresowej i przełączania wyświetlaczy

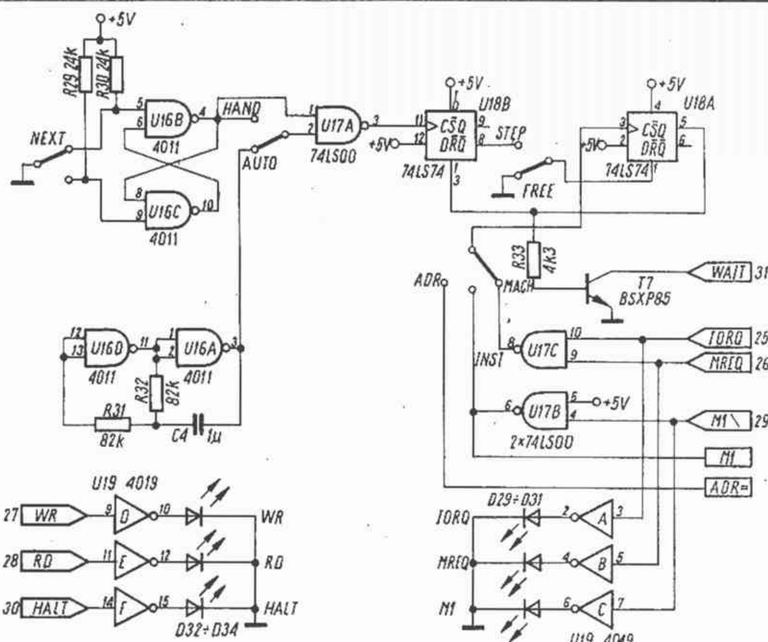
Schemat tych układów przedstawiono na rys. 4.

Porównanie adresu ustawionego (wpisanego z klawiatury) i aktualnego adresu z magistrali procesora następuje w czterech komparatorach cyfrowych U20–U23. Uzyskany sygnał zgodności adresów (ADR =) jest podawany do przełącznika wyboru rodzaju pułapki.

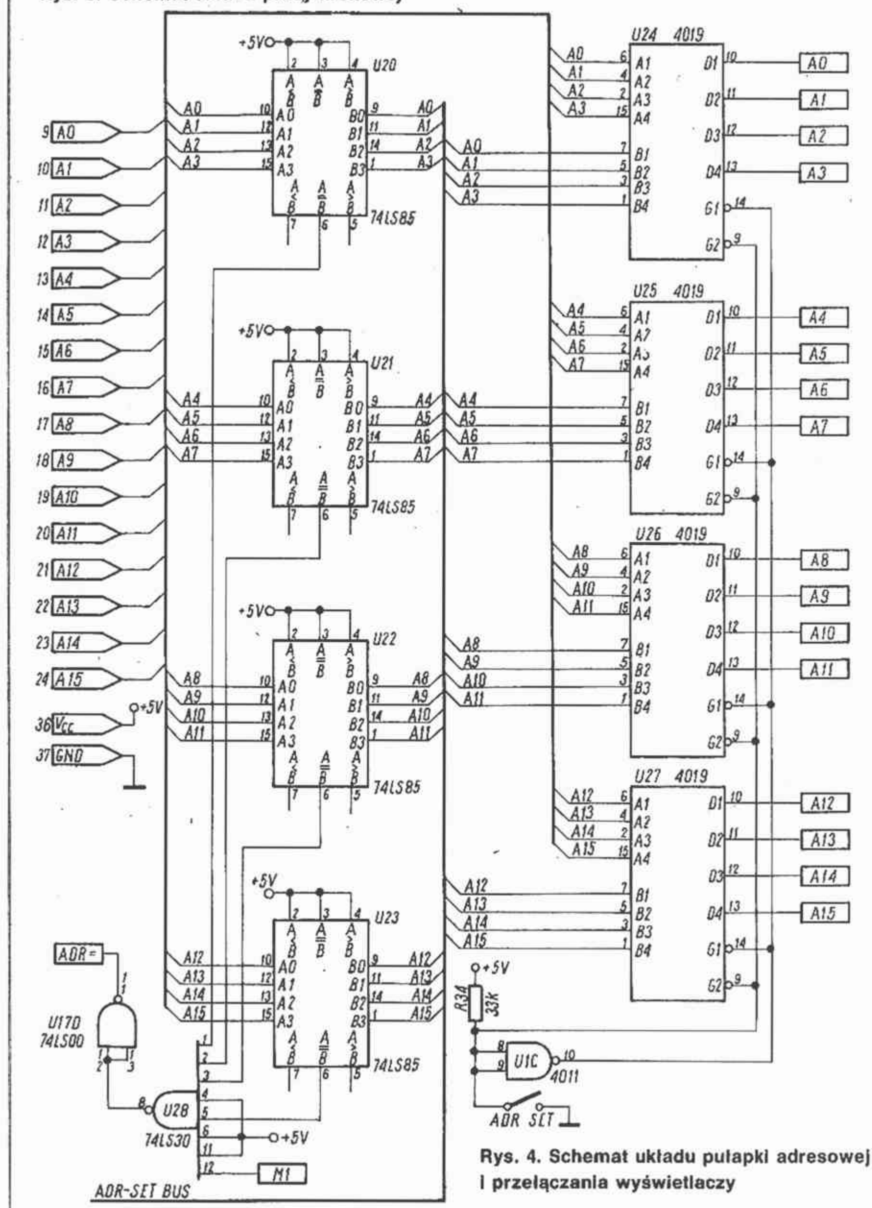
Scalone przełączniki U24–U27 podają na część wyświetlającą magistralę adresową procesora (prace) lub ustawiany adres pułapki (ustawienie, przełącznik ADR SET zwarty).

Uwagi ogólne

Większość układów użytych do konstrukcji przyrządu, to układy serii CMOS. Jedynie niektóre elementy, ze względu na



Rys. 3. Schemat układu pracy krokowej



Rys. 4. Schemat układu pułapki adresowej i przełączania wyświetlaczy

Talica 2. **Rozkład sygnałów na złączu szufladowym** 27-stykowym i układzie procesora Z-80

Nr styku	Symbol sygnału	Nr końcówki Z-80
1	D0	14
2	D1	15
3	D2	12
4	D3	8
5	D4	7
6	D5	9
7	D6	10
8	D7	13
9	A0	30
10	A1	31
11	A2	32
12	A3	33
13	A4	34
14	A5	35
15	A6	36
16	A7	37
17	A8	38
18	A9	39
19	A10	40
20	A11	1
21	A12	2
22	A13	3
23	A14	4
24	A15	5
25	IORQ	20
26	MREQ	19
27	WR	22
28	RD	21
29	M1	27
30	HALT	18
31	WAIT	24
32		
33		
34		
35		
36	Vcc (+5 V)	11
37	GND	29

wymagania krótkich czasów propagacji, zostały wybrane z serii LS TTL. Dotyczy to przerzutnika D (U18), bramek NAND (U17) oraz komparatorów (U20–U23).

Dzięki zastosowaniu tych technologii oraz multipleksowanej pracy wyświetlacza udało się zmniejszyć pobór mocy, który wynosi ok. 150 do 200 mA (w zależności od liczby zapalonych segmentów).

Do połączenia przyrządu z układem mikroprocesorowym wykonano przewód (zgodnie z tablicą 2), zakończony z jednej strony szufladowym złączem 37-stykowym „Canon", a z drugiej — 40-stykowym „klipsem" nakładanym na mikroprocesor. Kablem tym jest przesyłane również zasilanie (+5 V).

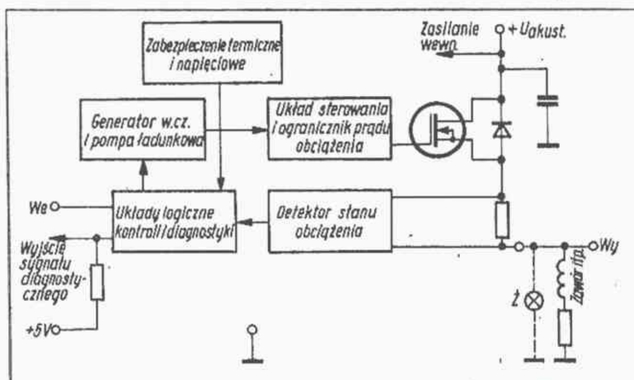
Przed przyłączeniem przyrządu do mikroprocesora Z80 należy się upewnić, czy jego szyna WAIT nie została przyłączona do napięcia +5 V. Grozi to uszkodzeniem tranzystora T7. Należy również pamiętać, że jeżeli w systemie została użyta pamięć dynamiczna RAM, nastąpi zniszczenie jej zawartości (w stanie WAIT nie są generowane sygnały odświeżania). □

Leon Kossobudzki

Układy scalone w technologii „Multiopower-BCD"

Różne technologie układów scalonych, stosowane obecnie w świecie, umożliwiają wypełnianie w optymalny sposób różnych funkcji układowych, ale żadna z nich nie może oczywiście załatwić wszystkiego. Powstają więc układy elektroniczne, w których współpracują ze sobą oddzielne układy scalone produkowane w różnych technologiach. Oznacza to, poza komplikacją i rozbudową układów, również określony poziom kosztów wynikający z liczby obudów, podstawek, powierzchni płytki drukowanej itd. Gdyby udało się połączyć niektóre (a najlepiej to już wszystkie...) technologie na jednej strukturze, bardzo uprościłoby to życie konstruktorom i obniżyło koszt wyrobów finalnych. Oczywiście, w normalnej gospodarce, bo tam gdzie zysk jest procentem ustalonym od kosztów produkcji, byłoby to podcinaniem gałęzi na której się siedzi.

Znacznym postępem w kierunku ideału okazała się technologia „Multipower-BCD", parę lat temu opracowana w firmie włoskiej SGS i stosowana szeroko w istniejącej obecnie włosko-francuskiej firmie SGS-Thomson Microelectronics. Głównym obszarem jej zastosowania jest elektronizacja sprzętu nieelektronicznego, zwłaszcza technika samochodowa, układy sterowania i napędowe, zarówno profesjonalne jak i powszechnego użytku. Wynika to z faktu, że na jednej strukturze są zintegrowywane podzespoły czynne wykonywane w technologii bipolarnej, CMOS cyfrowe i liniowe oraz tranzystory mocy FET w technologii DMOS.
Uzyskiwane tą technologią elementy bipolarne mają napięcie U_{CEO} do 20 V i U_{CBO} do 60 V, h_{21E} tranzystorów n-p-n osiąga 200, a p-n-p — 60. Elementy CMOS mają napięcie BV_{DSS} do 18 V przy napięciu progowym 1,5 V, tranzystory mocy DMOS mają BC_{DSS} do 60 V, a wysokonapięciowe tranzystory MOS — do 70 V. W bardzo zaawansowanym stanie rozwoju znajduje się technologia pozwalająca na uzyskanie napięć pracy 250 V, a pracuje się nad realizacją technologii 450 V.
Dysponując takimi możliwościami, można np. umieścić na jednej strukturze niskoszumny, precyzyjny wzmacniacz małych sygnałów, gęsto upakowany układ analogowy CMOS do obróbki tych sygnałów, układ logiczny CMOS, bipolarny układ sterujący i stopień wyjściowy mocy DMOS w dowolnym układzie — od jednotranzystorowego przez półmostkowy do pełnego mostka.
A oto parę przykładów scalonych w technologii „Multipower-BCD".
L6202 i L6203 są mostkowymi sterownikami silników prądu stałego i silników krokowych, zawierającymi układy dopasowujące do cyfrowych układów sterujących o małym poziomie oraz cztery tranzystory DMOS 48 V, 1,5 A (5 A maks.). Układ L6202 jest w obudowie Powerdip (typowa DIL z wkładką radiatorową), wersja L6203 jest w obudowie Multiwatt (płaska, z 2×5 wyprowadzeniami), a maksymalny prąd wynosi 4 A, czyli moc dostarczana do obciążenia, to solidne 250 W. Jeden taki układ wystarcza do sterowania silnika prądu stałego, dwufazowy silnik krokowy wymaga ich dwóch. Warto też podkreślić, że dzięki małym stratom w tranzystorach DMOS układy te oddają pełną moc bez potrzeby stosowania radiatora, wystarcza niewielka powierzchnia laminatu na płytce.
L4970 to zasilacz impulsowy, dostarczający prądu do 10 A przy napięciu 5,1÷40 V, co daje przyzwoitą wartość 400 W. Dzięki wysokiej maksymalnej częstotliwości pracy tranzystorów DMOS (500 kHz) można z tym układem budować nowoczesne, zminiaturyzowane zasilacze dużej mocy, zwłaszcza że układ jest wyposażony w liczne funkcje pomocnicze jak np. kompensację spadków napięć w układzie, zerowanie współpracującego mikroprocesora, bootstrap, „miękki" start, ograniczenie prądu metodą ograniczenia amplitudy każdego impulsu, zabezpieczenie przed wystąpieniem zbyt niskiego napięcia na wyjściu (przeciwzwarciowe), zabezpieczenie termiczne.
Przykładem układu dla techniki samochodowej może być L9801 (rys.). Jest to sterownik 6 A do obciążeń indukcyjno-omowych dopuszczający minimalne rezystancje obciążenia tylko 0,08 Ω, wyposażony w wejście kompatybilne z TTL i CMOS oraz wyjście diagnostyczne dla mikroprocesora kontrolującego układy samochodu. Jest oczywiście zabezpieczenie cieplne, przeciwprzepięciowe, przeciwzwarciowe, przeciw skutkom spadku obciążenia oraz odwrócenia zasilania.



Technologię „Multipower-BCD" zastosowano też do produkcji czwórek tranzystorów DMOS, przeznaczonych do ogólnego zastosowania. Są to np. typy L6100, L6101 i L6102 o napięciu pracy 100 V z rezystancją włączonego kanału R_{DSon} = 1 Ω. Wszystkie tranzystory układu są całkowicie izolowane. Również po 4 tranzystory DMOS zawierają układy L6114 i L6115, lecz ich wejścia są kompatybilne z TTL i CMOS, a prądy wyjściowe wynoszą odpowiednio 1,5 A oraz 3 A. Układy te mogą pracować jako przełączniki do 200 kHz, nie wymagając przy tym stosowania dodatkowych diod zabezpieczających.
Firma zapowiada produkcję bardzo szerokiego asortymentu układów „Multipower-BCD". □

Demodulatory w odbiornikach TV Sat

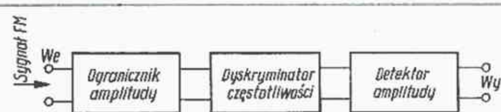
Tadeusz A. Grzeszczyk

Zadania jednostki wewnętrznej (tunera) odbiornika telewizji satelitarnej to wybór kanału, demodulacja i dostarczenie sygnałów sterujących standardowy odbiornik telewizyjny. W spotykanych na rynku satelitarnych urządzeniach odbiorczych mają zastosowanie klasyczne układy detekcyjne oraz demodulatory z obniżonym progiem działania. Celem tego artykułu jest zwięzłe przedstawienie istoty działania detektorów częstotliwości, wykorzystywanych w tunerach satelitarnych.

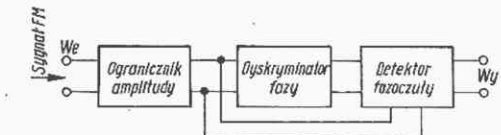
Zadaniem demodulatora częstotliwości jest dostarczenie napięcia proporcjonalnego do przebiegu częstotliwości chwilowej sygnału FM. W niektórych typach odbiorników telewizji satelitarnej, szczególnie w tych, w których projektanci przyjęli małą wartość drugiej częstotliwości pośredniej (np. 70 MHz), mają zastosowanie klasyczne detektory, tzn. analogiczne do wykorzystywanych w standardowych odbiornikach radiofonicznych.

Klasyczne demodulatory częstotliwości

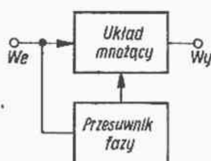
Do klasycznych rozwiązań należą układy z dyskryminatorem częstotliwości (rys. 1). Ich działanie polega na przekształcaniu sygnału FM o ograniczonej amplitudzie na sygnał FM o modulowanej amplitudzie. Amplituda napięcia w. cz. jest



Rys. 1. Schemat blokowy demodulatora częstotliwości z dyskryminatorem częstotliwości



Rys. 2. Schemat blokowy demodulatora FM z dyskryminatorem fazy



Rys. 3. Schemat blokowy demodulatora iloczynowego

wówczas funkcją sygnału wytworzonego przez pierwotną modulację częstotliwości. Sygnał pierwotny odzyskuje się dzięki zastosowaniu demodulatora amplitudy.

Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy klasycznego demodulatora FM z dyskryminatorem fazy. Zadaniem dyskryminatora fazy (najczęściej selektywnego obwodu rezonansowego) jest wytworzenie napięcia z przyrostem fazy proporcjonalnym do chwilowego odchylenia pulsacji sygnału demodulowanego od wartości średniej. Detektor fazoczuły porównuje napięcie z wyjścia dyskryminatora fazy z napięciem wejściowym i wytwarza składową stałą o wartości zależnej od różnicy faz początkowych tych sygnałów. Napięcie otrzymane z wyjścia detektora fazoczułego jest liniowo związane z przebiegiem częstotliwości chwilowej sygnału FM.

Do klasycznych rozwiązań należy zaliczyć także demodulator iloczynowy (rys. 3) z jednym obwodem rezonansowym, szczególnie rozpowszechniony w wersji scalonej. Działanie tego typu demodulatora opiera się na zasadzie analogowego mnożenia dwóch sygnałów z modulacją FM, z których jeden jest przesunięty w fazie względem drugiego o kąt zależny od jego chwilowej częstotliwości. Napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do sygnału modulującego.

Próg demodulacji częstotliwości

Przy demodulacji sygnałów FM istnieje wartość progowa stosunku sygnału do szumu na wejściu demodulatora, poniżej której detektor nie funkcjonuje poprawnie. Duża wartość szumu wywołuje mianowicie znaczne zniekształcenie sygnału poddawanego detekcji (np. powstanie dodatkowych lub zanik właściwych przejść przez zero sygnału), co pociąga za sobą niedopuszczalne pogorszenie wyjściowego stosunku sygnału do szumu. Jest zatem oczywiste, że obniżenie progu działania demodulatorów w znaczny sposób poprawia warunki odbioru. Na przykład obniżenie wartości progowej już 3÷5 dB umożliwia zastosowanie tańszego przedwzmacniacza mikrofalowego sygnału odbieranego przez antenę (tzn. o większych szumach lub o mniejszym wzmocnieniu), albo anteny o mniejszej średnicy (np. 1 m zamiast 2 m). Z punktu widzenia odbiorcy te różnice są bardzo ważne, ponieważ określają stopień złożoności konstrukcji odbiorczej, a więc bezpośrednio wpływają na jej cenę.

Dla konwencjonalnych demodulatorów FM powiększenie wyjściowego stosunku sygnału do szumu ma miejsce tylko w wypadku odpowiednio dużego wejściowego stosunku sygnału do szumu, tzn. większego niż wartość progowa. Ten ważny parametr jest wprost proporcjonalny do tzw. wskaźnika modulacji, definiowanego jako stosunek dewiacji częstotliwości do częstotliwości modulującej.

Demodulatory z obniżonym progiem działania

Próg działania demodulatorów FM jest bardzo niekorzystnym zjawiskiem. Stale dąży się do uzyskania minimalnego progu przy demodulacji FM. Dotychczas opracowano kilka technik obniżania wartości progowej stosunku sygnału do szumu w demodulatorach FM. Demodulatory z obniżoną wartością progową, stosowane w satelitarnych odbiornikach telewizyjnych, można zaliczyć do następujących kategorii:

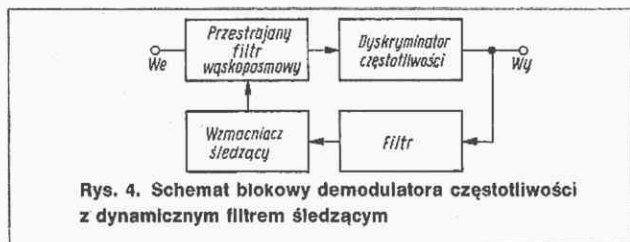
a — dynamiczny filtr śledzący — DTF (ang. dynamic tracking filter),

b — demodulator ze sprzężeniem zwrotnym częstotliwościowym — FMFB (ang. FM demodulator with feedback),

c — układ z pętlą fazową — PLL (ang. phase locked loop).

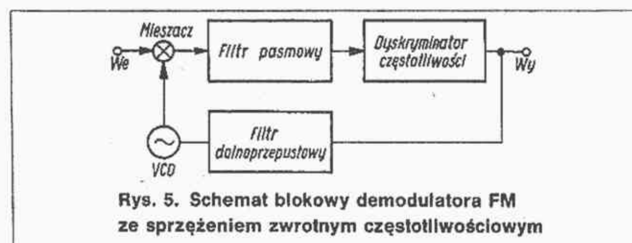
W demodulatorach z obniżoną wartością progową wykorzystuje się zjawisko stosunkowo wąskiego pasma zajmowanego przez chwilowy sygnał FM. Widmo chwilowe sygnału mieści się mianowicie tylko w niewielkiej części pasma określanego przez wejściowy filtr detektora. W przybliżeniu przyjmuje się, że szerokość aktywnej części widma jest dwukrotnie większa niż szerokość pasma sygnału demodulującego. Obniżenie wartości progowej można więc osiągnąć dzięki zredukowaniu szerokości pasma odbiornika do wartości określonej aktywną częścią sygnału zmodulowanego. Pasmo przenoszenia demodulatora można zawęzić zmniejszając dewiację częstotliwości, albo śledząc sygnał za pomocą filtru wąskopasmowego.

Ogólny schemat blokowy układu z filtrem śledzącym przedstawiono na rys. 4.
Obniżenie programu demodulacji osiąga się tu dzięki zmniejszeniu szerokości pasma dekodowanego sygnału tylko do aktywnej części widma. Szerokość pasma wejściowego filtru nie może spaść poniżej pewnej wartości, ponieważ spowodowałoby to utratę możliwości właściwego śledzenia chwilowych zmian sygnału. Do śledzenia chwilowej wartości odbieranej częstotliwości używa się najczęściej odpowiednio szybkich diod pojemnościowych. Napięcie przestrajające te diody,



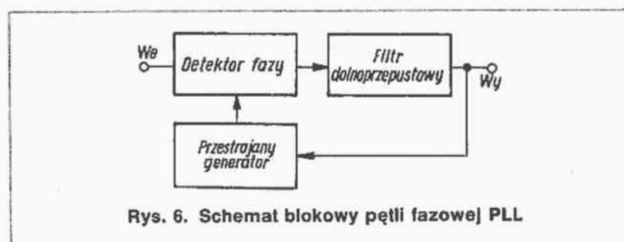
Rys. 4. Schemat blokowy demodulatora częstotliwości z dynamicznym filtrem śledzącym

jest zależne od zdemodulowanej częstotliwości środkowej filtru. Jego częstotliwość rezonansowa śledzi chwilowe zmiany częstotliwości nośnej. Pojemność diod jest odwrotnie proporcjonalna do kwadratu napięcia, a częstotliwość rezonansowa filtru jest wprost proporcjonalna do wyrażenia $\frac{1}{\sqrt{LC}}$.
Filtr może więc liniowo nadążać za zmianami napięcia sterującego w odpowiednio dużym zakresie. Zastosowane w tym układzie sprzężenie zwrotne nie jest ujemnym sprzężeniem zwrotnym, musi być liniowe i zapewniać właściwą szerokość pasma. W całym zakresie śledzenia filtr powinien powodować minimalne zmiany amplitudy oraz charakteryzować się stałą wartością szerokości pasma przenoszenia.
Metodę obniżenia progu demodulacji przez zmniejszenie dewiacji częstotliwości wykorzystano w demodulatorze zawierającym układ sprzężenia zwrotnego zmieniającego się w funkcji częstotliwości, którego schemat przedstawiono na rys. 5. Jego zasada działania jest następująca. Do jednego z wejść mieszacza jest doprowadzony zmodulowany częstotliwościowo sygnał o określonej dewiacji. Jeżeli do drugiego



Rys. 5. Schemat blokowy demodulatora FM ze sprzężeniem zwrotnym częstotliwościowym

wejścia mieszacza doprowadzi się sygnał o mniejszej dewiacji, to na jego wyjściu uzyska się przebieg o częstotliwości różnicowej, charakteryzujący się znacznie mniejszą dewiacją w porównaniu z obydwoma przebiegami wejściowymi. W rezultacie uzyskuje się kompresję pasma wejściowego sygnału p. cz. przed jej zdemodulowaniem (na wyjściu miksera znajduje się filtr wąskopasmowy). Umożliwia to znaczne obniżenie wartości progowej wejściowego stosunku sygnału do szumu. Przebieg doprowadzany do drugiego wejścia mieszacza otrzymuje się z generatora VCO (ang. voltage controlled oscillator) przestrajanego sygnałem zdemodulowanym. Zastosowanie sprzężenia zwrotnego do redukcji szerokości pasma umożliwia uniknięcie dużych zniekształceń sygnału, które mogłyby wystąpić przy realizacji tego celu za pomocą innych sposobów.
Pętla synchronizacji fazy (PLL) należy do bardzo rozpowszechnionych układów przetwarzania częstotliwości stosowanych w nowoczesnych urządzeniach radiokomunikacji satelitarnej. Struktura pętli fazowej (rys. 6) jest dość prosta. Składa się ona z detektora fazy, filtru dolnoprzepustowego i generatora przestrajanego napięciem (VCO). Podstawową zaletą pętli fazowej jest zależność jej właściwości od parametrów prostego filtru dolnoprzepustowego RC. Transmisja układu pracującego w zakresie częstotliwości rzędu setek MHz może być w prosty sposób kształtowana przez zmiany wartości kilku rezystorów i kondensatorów. Cenną właściwością układów z pętlą fazową jest brak kłopotliwych w realizacji obwodów z elementami indukcyjnymi. Wszystko to sprawia, że układy PLL są szczególnie popularne w wersji scalonej.
Działanie pętli PLL, pełniącej funkcję układu automatycznej regulacji fazy, jest następujące. Detektor fazy porównuje sygnał wejściowy z przebiegiem pochodzącym z generatora VCO. Sygnał wyjściowy z detektora fazy jest proporcjonalny do różnicy faz obu tych przebiegów. Chwilowa wartość napięcia (na wyjściu filtru dolnoprzepustowego), przestrajającego generator VCO, jest proporcjonalna do chwilowej częstotliwości sygnału wejściowego. Dolną częstotliwość graniczną filtru dobiera się biorąc pod uwagę szerokość pasma sygnału modulującego i warunki stabilności układu. Na wyjściu demodulatora FM, zrealizowanego w konfiguracji pętli



Rys. 6. Schemat blokowy pętli fazowej PLL

PLL, umieszcza się zwykle drugi filtr dolnoprzepustowy, kompensujący wpływ transmitancji pętli na charakterystykę demodulatora oraz dokonujący koniecznej deemfazy sygnału zdemodulowanego.
Układy PLL umożliwiają znaczne obniżenie (do 10 dB) progu demodulacji, ponieważ obwód synchronizacji generatora VCO jest w istocie wąskopasmowym filtrem śledzącym aktywną część widma sygnału zmodulowanego. Dla dużych wartości wejściowego stosunku sygnału do szumu demodulatory z pętlą fazową charakteryzują się właściwościami szumowymi podobnymi do klasycznych detektorów FM. Pełne walory użytkowe demodulatorów PLL ujawniają się dopiero przy odpowiednio słabych sygnałach wejściowych, wręcz na poziomie szumu. Układy z pętlą fazową umożliwiają odbiór sygnałów o wartościach stosunku sygnału do szumu zbliżonych do jedności.
Dodatkowa zaleta układów z pętlą fazową, to duża liniowość detekcji szerokopasmowych sygnałów FM przy małej częstotliwości pośredniej. Charakterystyka demodulacji układów PLL jest liniowa, ponieważ zależy od charakterystyki modulacyjnej generatora VCO.
Na zakończenie należy podkreślić, że w satelitarnych telewizyjnych urządzeniach odbiorczych demodulatory PLL są obecnie zdecydowanie najczęściej wykorzystywane.

LITERATURA

[1] Bem D. J.: Telewizja satelitarna, Prace naukowe Instytutu Telekomunikacji Politechniki Wrocławskiej nr 27/1988
[2] Grzeszczyk T. A.: Odbiór telewizji satelitarnej, Spektrum 3–4/II/1988, PWN, Warszawa-Łódź, str. 61–75
[3] Slater J. N., Trinogga L. A.: Satellite broadcasting systems-planning and design, John Wiley and Sons, Chichester 1985 □

Wielosystemowy dekoder koloru w OTVC (2)

mgr inż.
Krzysztof Ślusarczyk

Znajdujący się na wejściu układu scalonego TDA4555 układ automatycznej regulacji wzmocnienia sygnału chrominancji (a. c. c.) zapewnia stałość amplitudy tego sygnału niezależnie od jego wahań na wejściu dekodera (oczywiście, w pewnych granicach). Utrzymuje to stałe proporcje między sygnałem luminancji a sygnałami różnicowymi koloru po demodulacji. Napięcie regulacyjne proporcjonalne do amplitudy podnośnej chrominancji jest uzyskiwane niezależnie od systemu na wyjściu demodulatora synchronicznego (demodulator a. c. c.). Demodulator ten pracuje w układzie demodulatora amplitudy, sygnał odniesienia jest w fazie z sygnałem demodulowanym. Takie rozwiązanie umożliwia szybkie przełączanie systemów pracy dekodera, ponieważ praca demodulatora nie zależy od pozostałych bloków dekodera, a wyjściowe napięcie regulacyjne ustala się w krótkim czasie.

Dla systemów PAL i NTSC demodulacji podlega sygnał identyfikacji koloru, tzw. „burst", którego amplituda jest niezależna od treści wizyjnej. W systemie SECAM do tego celu jest używany całkowity sygnał podnośnej chrominancji. Chwilowe zachwiania pracy układu a. c. c., możliwe podczas odbioru sygnałów słabych i zakłóconych szumami, jest eliminowane dzięki dodatkowemu detektorowi szczytowemu. Bez tego rozwiązania występujące stany nieustalone powodowałyby rozbłyski koloru, tzn. chwilowy, silny wzrost nasycenia. Zewnętrzna pojemność dołączana do końcówki 16 powoduje „wygładzenie" napięcia regulacyjnego, kondensator dołączony do końcówki 14 pracuje w pętli stałoprądowego sprzężenia zwrotnego, ustalającego punkt pracy układu a. c. c.

Sygnał podnośnej chrominancji o ustalonej amplitudzie jest następnie doprowadzany do układu rozpoznawania systemów, układu regeneracji sygnału odniesienia (w systemach PAL i NTSC) oraz do układu wycinania sygnału „burst". W skład układu rozpoznawania systemów wchodzą następujące bloki.

- Dyskryminatory fazy, porównujące fazę sygnału „burst" charakterystycznego dla systemów PAL i NTSC z sygnałami odniesienia, generowanymi przez dekoder (powstają one w wyniku podziału przez 2 częstotliwości przebiegów uzyskiwanych z generatorów kwarcowych). Do porównania wykorzystuje się sygnał odniesienia zgodny w fazie ze składową R-Y podnośnej chrominancji dla systemu PAL i ze składową B-Y dla systemu NTSC. Napięcie powstające w wyniku porównania w systemie NTSC jest filtrowane przez kondensator, dołączony do końcówki 20.
- Dyskryminator częstotliwości z przesuwnikiem fazy LC dołączonym do końcówki 22, reagujący na zmianę częstotliwości impulsów identyfikacji SECAM.
- Demodulator H/2, na którego wyjście jest doprowadzany wynik porównywania fazy sygnału „burst" z sygnałem odniesienia R-Y dla systemu PAL, bądź też zdemodulowane impulsy identyfikacji SECAM. W obu wypadkach jest to ciąg impulsów o zmiennej polaryzacji, całkowanych następnie przez kondensator dołączony do końcówki 21.
- Komparatory i układ logiczny, ustalający zakończenie procesu przełączania poszczególnych dekoderów i układów rozpoznawania systemów na podstawie poziomów napięć, na końcówkach 20 i 21.

Załączanie poszczególnych układów rozpoznawania jest dokonywane przez wspomniany uprzednio cyfrowy układ sterujący. Prześledźmy teraz reakcję poszczególnych układów automatycznego rozpoznawania systemów na sposób kodowania podnośnej chrominancji.

1. Załączony jest układ rozpoznawania PAL, co oznacza, że pracuje układ dyskryminatora PAL i demodulator H/2, a jest zablokowany dyskryminator NTSC i SECAM.
Dla sygnału podnośnej chrominancji PAL kondensator C21 ładuje się do wyższego napięcia, kondensator C20 nie jest ładowany, ponieważ napięcie na nim jest określone przez punkty pracy układu demodulatora NTSC.
Dla systemu podnośnej NTSC-4,433 powstaje ciąg impulsów o stałej polaryzacji na wyjściu dyskryminatora, co wynika z faktu, że faza sygnału „burst" w tym systemie jest stała. W wyniku działania układu demodulatora H/2 impulsy te zostają przetworzone na ciąg impulsów o zmiennej polaryzacji i zerowej wartości średniej. Kondensatory C21 i C20 są naładowane do napięć wynikających z punktów pracy.
Dla sygnałów SECAM i NTSC-M duża średnica częstotliwości między przebiegami odniesienia a impulsami identyfikacji powoduje na wyjściu dyskryminatorów fazy szybkie zmiany napięć o wartości średniej równej zeru.

2. Załączony jest układ rozpoznawania NTSC-4,433, co oznacza, że działają dyskryminatory fazy NTSC-4,433 i PAL, a dyskryminator SECAM pozostaje zablokowany.
Dla sygnału PAL na wyjściu dyskryminatora fazy NTSC występuje ciąg impulsów o jednakowej polaryzacji, ponieważ zarówno w PAL jak i w NTSC składowa B-Y sygnału „burst" jest zgodna w fazie ze składową odniesienia B-Y, kondensator C20 jest naładowany. Dyskryminator PAL i demodulator H/2 działają tak samo, jak opisano w p. 1, co powoduje, że kondensator C21 jest naładowany również. Dla sygnału NTSC-4,433 kondensator C20 jest naładowany, a C21 — rozładowany z powodu braku inwersji fazy składowej R-Y sygnału „burst".
Dla sygnałów SECAM i NTSC-M oba kondensatory nie są ładowane z powodów wyjaśnionych uprzednio.

3. Załączony jest układ rozpoznawania NTSC-M, co oznacza, że dyskryminator częstotliwości SECAM jest zablokowany.
Dla sygnałów PAL, SECAM i NTSC-4,433 kondensatory C20 i C21 nie są ładowane z powodu zbyt dużej różnicy częstotliwości.
Dla sygnału NTSC-M do dyskryminatora NTSC jest doprowadzany sygnał „burst" oraz sygnał odniesienia o częstotliwości 3,58 MHz. Na wyjściu dyskryminatora powstaje ciąg impulsów o stałej polaryzacji, które ładują kondensator C20. Kondensator C21 pozostaje nie naładowany ze względu na zerową wartość średnią przebiegów na wyjściu demodulatora H/2.

4. Załączony jest układ rozpoznawania SECAM, co oznacza, że dyskryminatory PAL i NTSC są zablokowane, a działa tylko dyskryminator SECAM.
Dla sygnałów PAL, NTSC-M i NTSC-4,433 kondensator C21 jest rozładowany ze względu na stałą częstotliwość sygnału „burst".
Dla sygnału SECAM, w wyniku różnic częstotliwości impulsów identyfikacji na sąsiednich liniach uzyskuje się na wyjściu dyskryminatora ciąg impulsów o polaryzacji zmiennej, a po demodulatorze H/2 — ciąg impulsów o polaryzacji stałej, które ładują kondensator C21.
Z opisanych tu stanów pracy układów rozpoznawania systemów i towarzyszących im zmian napięć na kondensatorach C21 i C20 jasno wynika, że proces przeszukiwania powinien zostać zakończony w momencie, gdy jeden z tych kondensatorów jest naładowany.
Układ scalony TDA4555 umożliwia identyfikację systemu SECAM wykorzystując impulsy identyfikacji:

— nadawane z częstotliwością linii, a występujące w drugiej połowie okresu powrotu linii,
— o częstotliwości ramki, występujące podczas dziewięciu linii w okresie powrotu ramki,
— nadawane jednocześnie z częstotliwością linii i ramki.

O wyborze decyduje wartość napięcia, doprowadzonego do końcówki 23: dla U_{23} 2V — identyfikacja H, dla $U_{23}=6V$ lub końcówka 23 odłączona — identyfikacja H+V, dla U_{23} 10V — — identyfikacja V.

Układ demodulujący w TDA4555 składa się z konwencjonalnych, zrównoważonych demodulatorów synchronicznych. W systemie PAL do ich wejść analogowych są doprowadzone składowe R-Y i B-Y, a do wejść pozostałych składowe zregenerowanej podnośnej o fazie zgodnej z R-Y i B-Y. Wydzielenie składowych podnośnej chrominancji jest uzyskiwane przez dodawanie i odejmowanie wejściowego i wyjściowego sygnału linii opuźniającej. Sygnał ten został wcześniej pozbawiony impulsów „burst" ze względu na możliwość wystąpienia zakłóceń spowodowanych przez odbicia w linii mające czas trwania różny od okresu jednej linii. Koniecznej zmiany fazy składowej R-Y dokonuje się w przełączniku PAL bezpośrednio przed demodulatorem.

Sygnały odniesienia (zregenerowanej podnośnej chrominancji) otrzymuje się z wyjścia sterowanego napięciem wyjściowym generatora kwarcowego $2f_p$ (kwarc 7,16 MHz lub 8,86 MHz), dzieląc jego częstotliwość przez 2. W skład układu wchodzą dwa dzielniki: jeden wyzwalany zboczem narastającym, drugi — wyzwalany zboczem opadającym przebiegu $2f_p$, co umożliwia otrzymanie przebiegów wyjściowych przesuniętych w fazie o 90°.

Napięcie przestrajające generator otrzymuje się z dyskryminatora fazy, w którym są porównywane przebiegi odniesienia R-Y oraz „bursta". Dla sygnału PAL „burst" jest otrzymywany bezpośrednio z układu a. c. c., dla sygnału NTSC przechodzi jeszcze przez układ regulacji „hue". Układ ten umożliwia zmianę fazy sygnału w zakresie ±30° zależnie od wielkości napięcia na końcówce 12 układu scalonego.

Przy odbiorze sygnałów SECAM generatory są blokowane dla uniknięcia iterferencji z podnośną chrominancji.

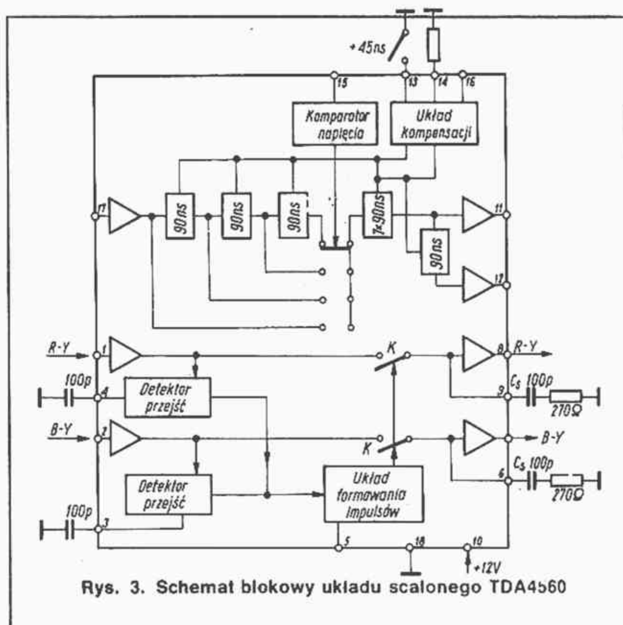
W systemach NTSC proces demodulacji przebiega analogicznie z tą jednak różnicą, że do demodulatorów jest doprowadzany jedynie sygnał bezpośredni (opóźniony nie jest wykorzystywany), a przełącznik PAL zmieniający fazę składowej R-Y, pozostaje unieruchomiony.

W systemie SECAM wspomniane wcześniej demodulatory współpracują z przesuwnikami fazy RLC (R8 L8 C7 i L4 R4 C5) dostarczającymi sygnałów odniesienia o fazie zmiennej, zależnej od częstotliwości (przesunięcie fazy dla f_{oB} i f_{oR} wynosi 90°). Sygnały są doprowadzane do demodulatorów z wyjść przełącznika krzyżowego i ograniczników amplitudy. Sygnały różnicowe po demodulacji przechodzą przez filtry dolnoprzepustowe, a dla systemu SECAM dodatkowo przez układ deemfazy m. cz.

Podany tu opis działania oraz schemat blokowy z rys. 2 dotyczy również układu scalonego TDA4556, produkowanego przez firmę Philips. Różnica między tymi układami polega jedynie na polaryzacji wyjściowych sygnałów różnicowych. Ta sama firma produkuje również jednosystemowe wersje dekoderów: TDA4510 (PAL) i TDA4532 (SECAM).

Układ scalony TDA4560 (układ CTI)

Schemat blokowy układu scalonego TDA4560 jest przedstawiony na rys. 3. W skład tego układu wchodzą żyratowe układy opóźniające oraz układy poprawy zboczy w sygnałach różnicowych.



Rys. 3. Schemat blokowy układu scalonego TDA4560

Sygnał luminancji doprowadzony do końcówki 17 układu TDA4560 podlega opóźnieniu o czasie regulowanym w zakresie 720÷1035 ns. Doboru opóźnienia dokonuje się zmieniając napięcie na końcówce 15, zależnie od systemu pracy dekodera oraz innych czynników, powodujących dodatkowe opóźnienie sygnału chrominancji względem sygnału luminancji. Zmiany opóźnienia zależnie od wartości tego napięcia są podane niżej.

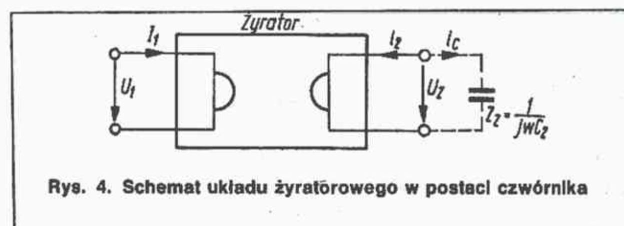
U_{15} [V]	0÷2,5	3,5÷5,5	6,5÷8,5	9,5÷12
T_D [ns]	720	810	900	990

Dodatkowe opóźnienie 45 ns można uzyskać po połączeniu końcówki 13 z masą. Sygnał luminancji z końcówki 11, wyprzedzający sygnał użyteczny z końcówki 12 o 90 ns, może być wykorzystany przez układ służący poprawie czytelności obrazu za pomocą modulacji prędkości wiązki elektronowej kineskopu.

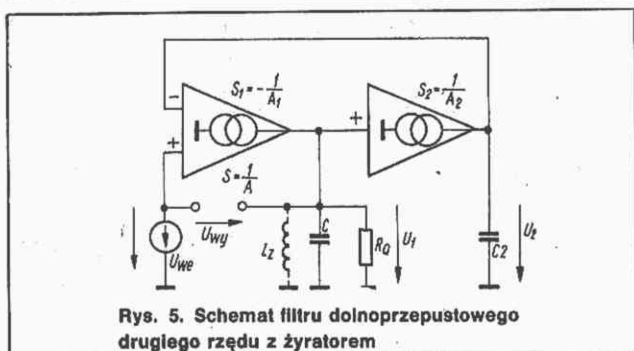
Zawarty w TDA4560 układ opóźniający składa się z 11 identycznych układów, z których każdy wprowadza opóźnienia 90 ns. Są to filtry dolnoprzepustowe drugiego rzędu o stałym module funkcji przenoszenia i liniowej charakterystyce fazowej w zakresie częstotliwości odpowiadającym sygnałowi luminancji.

Wymagania dotyczące przenoszonego pasma częstotliwości narzuciły tu konieczność zastosowania scalonych filtrów RLC, w których funkcję indukcyjności spełnia układ żyratorowy obciążony pojemnością (rys. 4). Przy obciążeniu żyratora pojemnością, zależność między prądem i napięciem na wyjściu jest taka sama, jak dla indukcyjności o wartości $L_z = A_1 \cdot A_2 \cdot C_2$, przy czym A_1 i A_2 są współczynnikami proporcjonalności we wzorach, określających napięcia w układzie żyratorowym z rys. 4:

$U_2 = -A_1 \cdot i_1 \qquad U_1 = A_2 \cdot i_2$



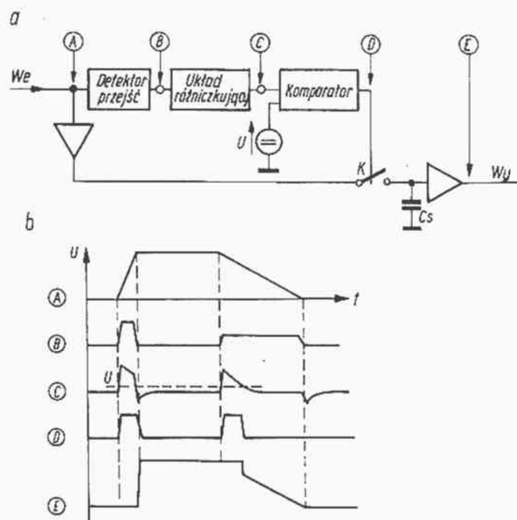
Rys. 4. Schemat układu żyratorowego w postaci czwórnika



Rys. 5. Schemat filtru dolnoprzepustowego drugiego rzędu z żyratorem

Schemat filtru przepustowego drugiego rzędu z wykorzystaniem żyratora przedstawiono na rys. 5. Możliwe jest uzyskanie w nim równomiernej charakterystyki wzmocnienia i liniowego przebiegu charakterystyki fazowej, co jest wymagane dla układów opóźniających o zniekształconych sygnałach wyjściowych.

Działanie układu poprawy zboczy w sygnałach różnicowych (CTI) ilustruje rys. 6, na którym przedstawiono zasadę pracy układu przy szybkich i wolnych zmianach sygnałów różnicowych. Przy szybkich zmianach tych sygnałów napięcie wejściowe zostaje doprowadzone do wyjścia dopiero po zakończeniu procesu jego ustalania się na wejściu (kondensator C_s jest odłączony, a występujące na nim napięcie ma wartość istniejącą tam bezpośrednio przed otwarciem klucza K). Dopiero po ustaleniu się stanu wejściowego klucz K zostaje zwarty i kondensator C_s ładuje się z małą stałą czasu do napięcia, występującego wtedy na wejściu. Przy powolnych zmianach sygnałów wejściowych klucz K jest rozwarty tylko przez część czasu trwania zmiany (przebieg E).



Rys. 6. Zasada pracy układu CTI
a — schemat układu, b — przebiegi w jego punktach dla przebiegu A na wejściu

Układ poprawy przejść w sygnałach różnicowych działa poczynając od pewnej wartości ich amplitudy, nie ma więc wpływu na jakość obrazu przy małym, a nawet średnim nasyceniu kolorów. Wszystkie zalety układu objawiają się dopiero przy elementach obrazu o barwach nasyconych i to pod warunkiem ogólnie dobrej jakości obrazu, bez szumów kolorowych, bez zakłóceń wynikających z wpływu składowych luminancji na chrominancję oraz bez smużeń. □



technika mikroprocesorowa

Poradnik elektronika. Podstawy techniki mikroprocesorowej (2)

mgr inż. Stanisław Gardynik

Dodawanie liczb binarnych

Operacje arytmetyczne na liczbach binarnych są analogiczne do znanych nam dobrze operacji na liczbach dziesiętnych. Wiemy, że przy dodawaniu dwóch cyfr dziesiętnych przeniesienie wystąpi wtedy i tylko wtedy, gdy ich suma jest większa od 9.

3	2	3	8
+ 5	+ 7	+ 7	+ 7
8	9	(1)0	(1)5

przy czym: (1) — przeniesienie.

Podobnie przy dodawaniu dwóch liczb binarnych przeniesienie wystąpi wtedy i tylko wtedy, gdy ich suma jest większa od 1.

0	0	1	1
+ 0	+ 1	+ 0	+ 1
0	1	1	(1)0

przy czym: (1) — przeniesienie.

Kilka przykładów dodawania dwóch liczb binarnych przedstawiono w tablicy 1. Dla sprawdzenia poprawności wyniku wykonano to samo dodawanie na liczbach dziesiętnych.

W praktyce programowania mikroprocesorów umiejętność szybkiej zamiany liczby binarnej na szesnatkową i odwrotnie jest bardzo pożądana. Znając reguły dodawania liczb binarnych spróbujmy nauczyć się „na pamięć" tablicy 2.

Z powyższego widać, że jeżeli zapamiętamy binarne reprezentacje zaledwie 4 cyfr szesnastkowych, tj. 0, 4, 8, C, łatwo utworzymy binarną reprezentację dowolnej cyfry szesnastkowej dodając w pamięci odpowiednią liczbę jedynek.

Przykład: 4 BH = 01001011B

Z cyfrą 4 nie mieliśmy oczywiście żadnych kłopotów, natomiast cyfrę B utworzyliśmy dodając w pamięci trzy jedynki do cyfry 8. Zauważmy, że zamiast uczyć się na pamięć 16 różnych kombinacji zer i jedynek uczymy się tylko 4 tworząc pozostałe

Tablica 1. **Przykłady dodawania liczb binarnych**

Binarnie	Dziesiętnie	Sprawdzenie
101 + 111 1100	5 + 7 12	1100B = 8 + 4 = 12
10011 + 00011 10110	19 + 3 22	10110B = 16 + 4 + 2 = 22
01111111 + 00000001 10000000	127 + 1 128	10000000B = 128
00101101 + 01010110 10000011	45 + 86 131	10000011B = 128 + 2 + 1 = 131

Tablica 2. **Kod szesnastkowy**

BIN	HEX	BIN	HEX	BIN	HEX	BIN	HEX
0000 + 1	0	0100 + 1	4	1000 + 1	8	1100 + 1	C
0001 + 1	1	0101 + 1	5	1001 + 1	9	1101 + 1	D
0010 + 1	2	0110 + 1	6	1010 + 1	A	1110 + 1	E
0011	3	0111	7	1011	B	1111	F

wystarczająco szybko i łatwo. Zakładając, że nasz mózg ma ograniczoną pojemność, powyższy sposób uczenia się umożliwia zaoszczędzenie całkiem pokaźnej liczby naszych szarych komórek, do których zamiast bezsensownych danych możemy wpisać jakiś program „logicznego myślenia".

Jeżeli chcesz zostać dobrym mikroelektronikiem, to zmniejszaj bazę danych w swoim mózgu rozwijając „Struktury logicznego myślenia".

Poćwiczmy teraz zamianę liczb szesnastkowych na liczby binarne i odwrotnie korzystając z powyższej „teorii".
Zamieńmy w tym celu liczby szesnastkowe na liczby binarne: C840H, A501H, F946H, D398H, 5CABH, 1234H

Odejmowanie liczb binarnych

Reguły odejmowania dwóch cyfr binarnych są następujące:

```
  0     1     1   (1)0
- 0   - 0   - 1   - 1
---   ---   ---   ---
  0     1     0     1
```

przy czym: (1) — pożyczka

Porównajmy:

Odejmowanie liczb dziesiętnych	Odejmowanie liczb binarnych
1004	1000
− 0009	− 0001
0995	0111

Kilka przykładów odejmowania dwóch liczb binarnych przedstawiono w tablicy 3. Dla sprawdzenia poprawności wyniku wykonano to samo odejmowanie na liczbach dziesiętnych.

Tablica 3. **Przykłady odejmowania liczb binarnych**

Binarnie	Dziesiętnie	Sprawdzenie
1001 − 0101 0100	9 − 5 4	0100B = 4
10101100 − 01100111 01000101	172 − 103 69	01000101B = 64 + 4 + 1 = 69
10001111 − 00011111 01110000	143 − 31 112	01110000B = 64 + 32 + 16 = 112

Dla wprawy można zamienić poniższe liczby szesnastkowe na liczby binarne, a następnie wykonać operacje dodawania i odejmowania. Wyniki obliczeń zamienić na liczby szesnastkowe:

a.	b.	c.	d.	e.
1A	AC	33	AA	BA
(−)+ 12	(−)+ 2F	(−)+ 1C	(−)+ 55	(−)+ 37

Następnie proponujemy wykonać poprzednie ćwiczenie dodając i odejmując... szesnastkowo.
Najpopularniejsze mikroprocesory 8-bitowe (Z80, 6502, 8085) potrafią wykonywać tylko najprostsze operacje arytmetyczne i logiczne. Pojęcie „mikroprocesorów 8-bitowych" wynika z faktu, że mikroprocesory te operują 8-bitowymi liczbami binarnymi zwanymi najczęściej bajtami.

BAJT (ang. byte) — 8-bitowa liczba binarna.

Przypatrzmy się bliżej jak One to robią.

Mikroprocesorowa realizacja operacji arytmetycznych

Wyobraźmy sobie, że mamy do dyspozycji 5 tablic szkolnych, kredę i ścierkę.

```
            [10101001] A
            [01110011] B
 Z   CY
[ ] [  ]    [        ] W
```

Na większych tablicach o nazwach A, B, W możemy zapisywać tylko i wyłącznie 8-bitowe liczby binarne, zaś na małych tabliczkach CY i Z zmieści się nam tylko jedna cyfra binarna. W dalszej części niniejszego rozdziału będziemy wykonywać operacje arytmetyczne i logiczne na przykładowych zawartościach tablic A i B. Małe tabliczki CY i Z będą pełniły funkcję wskaźników sygnalizacyjnych (ang. Flags) ustawianych w czasie wykonywania operacji arytmetycznych lub logicznych.
W poprzednich rozdziałach poznaliśmy już reguły dodawania i odejmowania dwóch liczb binarnych. Umiemy zatem wykonać operacje typu:
W = A + B, W = A − B
przy czym: W = A + B oznacza:
Dodaj zawartość tablic A i B wpisując wynik do tablicy o nazwie W.
Reguły ustawiania wskaźników sygnalizacyjnych dla operacji dodawania są następujące:

CY = 1 wtedy i tylko wtedy, gdy wynik dodawania jest liczbą 9-bitową (wystąpi przeniesienie). W przeciwnym przypadku CY = 0

Z = 1 wtedy i tylko wtedy, gdy wynik operacji dodawania jest równy zeru (W = 0). W przeciwnym przypadku Z = 0.

W literaturze fachowej powyższe wskaźniki mają nazwy:
CY — wskaźnik przeniesienia (ang. Carry)
Z — wskaźnik zera (ang. Zero)
Przykłady: W = A + B

```
       (1) [10101001] A              (1) [11111111] A
         + [01111100] B                + [00000001] B
 Z   CY                        Z   CY
[0] [1]    [00100101] W       [1] [1]    [00000000] W
```

przy czym: (1) — przeniesienie
Reguły ustawienia wskaźników sygnalizacyjnych dla operacji odejmowania są następujące:

CY = 1 wtedy i tylko wtedy, gdy wystąpi pożyczka spoza tablicy A. W przeciwnym przypadku CY = 0.

Cd. na str. 21

Odbiorniki telewizyjne Neptun 472 i 672

mgr inż. Zygmunt Adamowicz

Odbiorniki telewizyjne Neptun 472 i 672, produkowane od 1989 r. w Gdańskich Zakładach Elektronicznych UNIMOR, są odbiornikami stołowymi, monochromatycznymi, przeznaczonymi do odbioru sygnałów telewizji programowej na dowolnym kanale w pasmach I-V standardu BG i DK z częstotliwością różnicową fonii 5,5 MHz i 6,5 MHz.

OTV Neptun 472 (672) są odbiornikami klasy II z kineskopami bezpiecznymi, zasilanymi z sieci energetycznej napięciem przemiennym 220 V $^{+5\%}_{-10\%}$, 50 Hz, przeznaczonymi do eksploatacji w warunkach klimatu umiarkowanego. Zastąpiły one produkowane dotychczas odbiorniki Neptun 471, 471A, 671 (opisane w nrze 5/1989 „Re").

W porównaniu z OTV Neptun 471, 471A, 671 wprowadzono następujące zmiany:

- zastosowano 8-sekcyjny zespół załączająco-programujący (mechaniczny UBZP-1000 lub LPA8, albo elektroniczny ZZP-20823K w OTV Neptun 472, a ZZP-20825K w OTV Neptun 672), co zwiększyło z 4 do 8 liczbę możliwych do zaprogramowania programów (opis zespołu elektronicznego — „Re" nr 1/1990),
- wprowadzono możliwość odbioru fonii w standardzie BG — częstotliwość różnicowa fonii 5,5 MHz,
- wprowadzono nowy transformator odchylania poziomego, zintegrowany z prostownikiem wysokiego napięcia, co zmniejszyło pobór mocy przez odbiornik,
- zastosowano moduł UMP-1007, w którym filtry LC zostały zastąpione dwustandardowym filtrem z falą powierzchniową.

Podobnie jak w OTV Neptun 471, 471A, 671 cechą charakterystyczną OTV Neptun 472(672) jest jednopłytowe poziome chassis z wydzielonym i rozłącznym blokiem sygnałowym (w.cz.-p.cz.) oraz oddzielnym blokiem zasilania z transformatorem sieciowym, zapewniającym izolację galwaniczną od sieci. Odbiorniki są wyposażone w gniazda (umieszczone na ściance przedniej), umożliwiające nagrywanie fonii na magnetofon oraz przyłączenie słuchawek. W pobliżu zespołu gniazd magnetofonowo-słuchawkowych jest umieszczony wyłącznik głośnika. Różnice między odbiornikami Neptun 472 i Neptun 672 wynikają jedynie z typu zastosowanego kineskopu. Odbiorniki telewizyjne Neptun 472 są wyposażone w antyimplozyjne kineskopy o przekątnej ekranu 50 cm (20 cali), a Neptun 672 — w antyimplozyjne kineskopy o przekątnej ekranu 61 cm (24 cale).

Elementami regulacji zewnętrznej są:
— zespół załączająco-programujący,
— potencjometry obrotowe (jaskrawość, kontrast, siła dźwięku),
— wyłącznik ARCz,
— wyłącznik głośnika,
— wyłącznik sieci zasilającej.

DANE TECHNICZNE

Wejście antenowe:	koncentryczne, o impedancji 75 Ω (wspólne dla zakresów VHF: UHF)
Zakres odbioru:	kanały 1÷69
Czułość ograniczona synchronizacją:	
— w zakresie VHF	≤ −72 dB/mW
— w zakresie UHF	≤ −68 dB/mW
Maksymalna użytkowa moc wyjściowa fonii przy Δf = 50 kHz, h<10%	≥2,5 W
Poziom sygnału na gnieździe magnetofonowym:	50÷200 mV
Zasilanie:	220 V $^{+5\%}_{-10\%}$
Pobór mocy:	≤60 W

Uwaga. W OTV Neptun 472(672) jako podstawowym jest stosowany blok w.cz.-p.cz. typu UBP-1010 (głowica UMG-1010 i moduł UMP-1007 wyk. 2). Może być stosowany również blok w.cz.-p.cz. typu UBP-1002 (głowica MOS FET TJ01T580.145 i moduł UMP-1007 wyk. 1).

Skrócony opis działania odbiornika

Głowica UMG-1010

Głowica UMG-1010 (rys. 1) została wykonana z tranzystorami polowymi MOS FET (BF964S, BF966S) z kanałem typu n normalnie zubożonym.

Dwubramkowy MOS FET, będący w zasadzie połączeniem tranzystora z wspólnym źródłem z tranzystorem z wspólną bramką, ma bardzo dobre właściwości pod względem liniowości przenoszenia sygnału, oddziaływania zwrotnego, częstotliwości granicznej oraz metody regulacji wzmocnienia, bowiem regulacja wzmocnienia odbywa się bezprądowo przez zmianę potencjału bramki G2, tj. przez doprowadzenie napięcia ARW. Podczas regulacji wzmocnienia pozostają nie zmienione impedancje wejściowe, wyjściowe oraz częstotliwość graniczna.

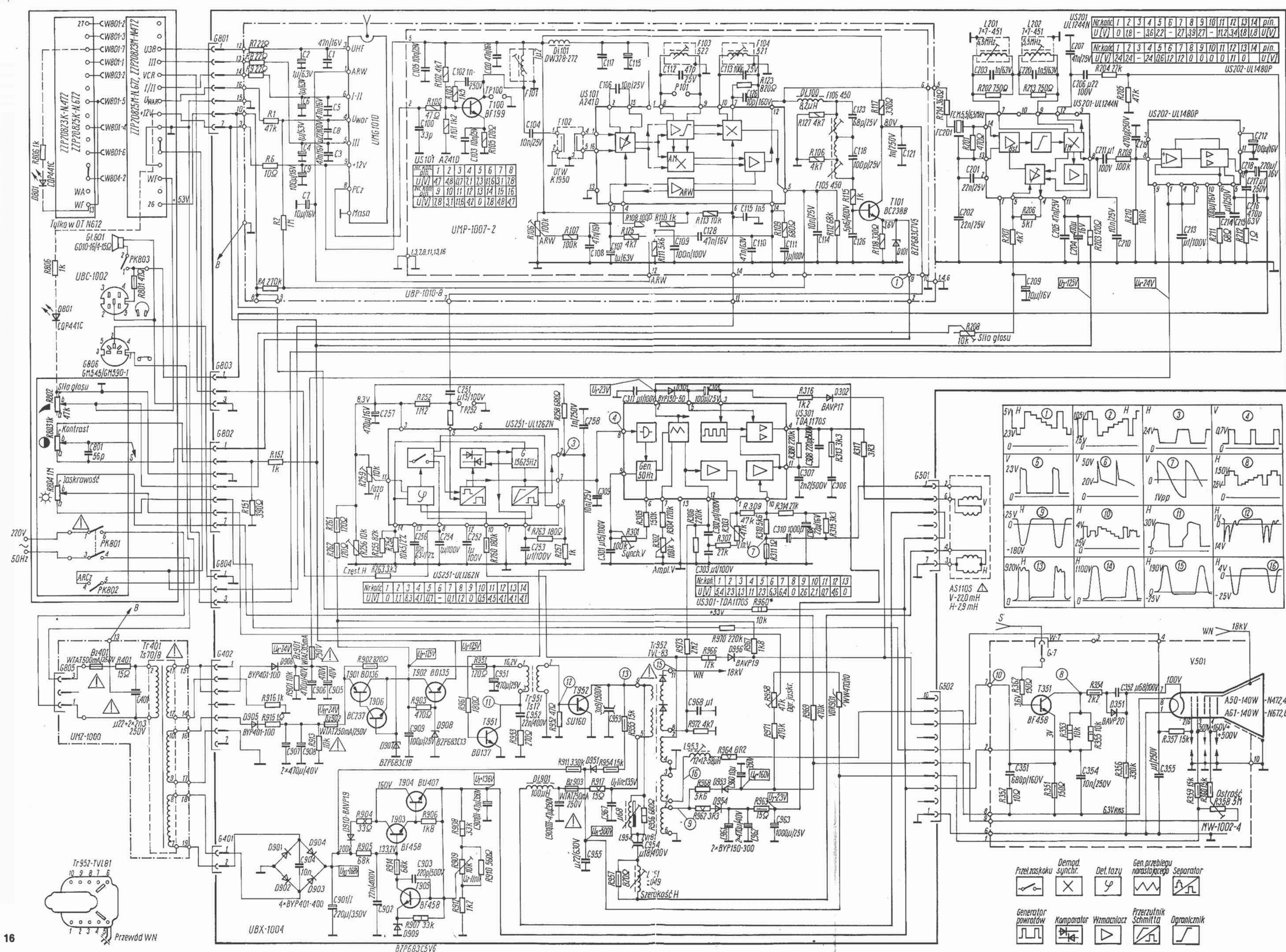
Rozdział sygnału do odpowiedniego toru odbywa się w zwrotnicy, składającej się z dwóch filtrów, tj.:
a) górnoprzepustowego (L1, C1) tłumiącego sygnały VHF, a przepuszczającego sygnały UHF,
b) dolnoprzepustowego (L11, C24, L12), który jednocześnie będąc nastrojonym na f_p = 38 MHz stanowi pułapkę pośredniej częstotliwości.

Tor VHF głowicy

Po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy sygnał jest doprowadzany do strojonego obwodu wejściowego, zbudowanego w postaci równoległego obwodu rezonansowego, zasilanego autotransformatorowo. Umożliwia to transformację niskoomowego wyjścia antenowego (75 Ω) na wysoką impedancję wejściową wzmacniacza w.cz. Diody D7, D8 (BA283), zasilane napięciem + 12 V, pełnią funkcję klucza zwierającego cewki L14, L15 przy odbiorze kanałów III pasma. Przy odbiorze kanałów I/II pasma indukcyjności L14, L15 wchodzą w skład obwodu rezonansowego. Płynne przestrajanie obwodu rezonansowego odbywa się przez zmianę pojemności diody warikapowej D9 (BB609A). Mała pojemność kondensatora C27 (150 pF), oddzielająca napięcie warikapowe od masy, kompensuje jednocześnie rozrzut charakterystyk diod pojemnościowych. Rezystor R18 o stosunkowo dużej wartości separuje obwód w.cz. od obwodu warikapowego. Kondensator C3 uniemożliwia przedostawanie się składowych w.cz. do innych obwodów, zwierając je do masy. Obwód wejściowy jest sprzężony ze wzmacniaczem w.cz. z tranzystorem T3 (BF964S) przez kondensator C28. Punkt pracy bramki G1 jest określony przez dzielnik napięcia R19, R20, natomiast napięcie źródła — przez dzielnik napięcia R21, R22. Napięcie ARW doprowadzone przez rezystor R23 do bramki G2 zmienia nachylenie charakterystyki wzmocnienia napięciowego przez zmianę punktu pracy tranzystora. Kondensator C31 zwiera dla składowych zmiennych źródło tranzystora do masy.

Wzmacniacz w.cz. jest zasilany napięciem + 12 V doprowadzonym do drenu tranzystora T3 przez diodę D13 — pasmo I–II, bądź też przez diodę D14 (BA283) — pasmo III.

Tranzystor T3 jest obciążony filtrem pasmowym. Przy odbiorze pasma I–II przewodzi dioda D13 jednocześnie wstecznie zostają spolaryzowane diody D14, D15. Wówczas w skład filtru



Rys. 2. Schemat OTV Neptun 472 i 672 Uwaga. W przypadku stosowania zespołu programującego ZZP 20823K w miejsce rezystora R960 stosuje się rezystor MŁT-2-3k3-5%

pasmowego wchodzą cewki L17, L18, L19, L23, L24. Rezystory R25 i R26 zwiększają szerokość pasma w I i II pasmie. Przy odbiorze pasma III przewodzą diody D14, D15 i wówczas filtr pasmowy tworzą cewki L17, L21, L24. Wpływ indukcyjności cewek L18, L20, L22, L23 na obwód rezonansowy można pominąć ze względu na fakt, że ich wartość jest znacznie większa od indukcyjności cewki L21. Ich zadaniem jest tu jedynie doprowadzanie napięć stałych. Przestrajanie obwodu odbywa się za pomocą zmiany pojemności diod warikapowych D12 i D16.

Sygnał w.cz. z filtru pasmowego jest doprowadzany do bramki G1 tranzystora T4 przez kondensator C38. Jednocześnie przez kondensator C40 do bramki G1 tranzystora T4 (BF964S) zostaje doprowadzony sygnał heterodyny (tranzystor T5). W obwodzie tranzystora T4 zachodzi proces przemiany sumacyjnej. Punkt pracy tranzystora, zapewniający optymalne warunki pracy jest określony przez dzielnik napięciowy R31, R32. Bramka G2 jest zwarta dla w.cz. kondensatorem C41 do masy.

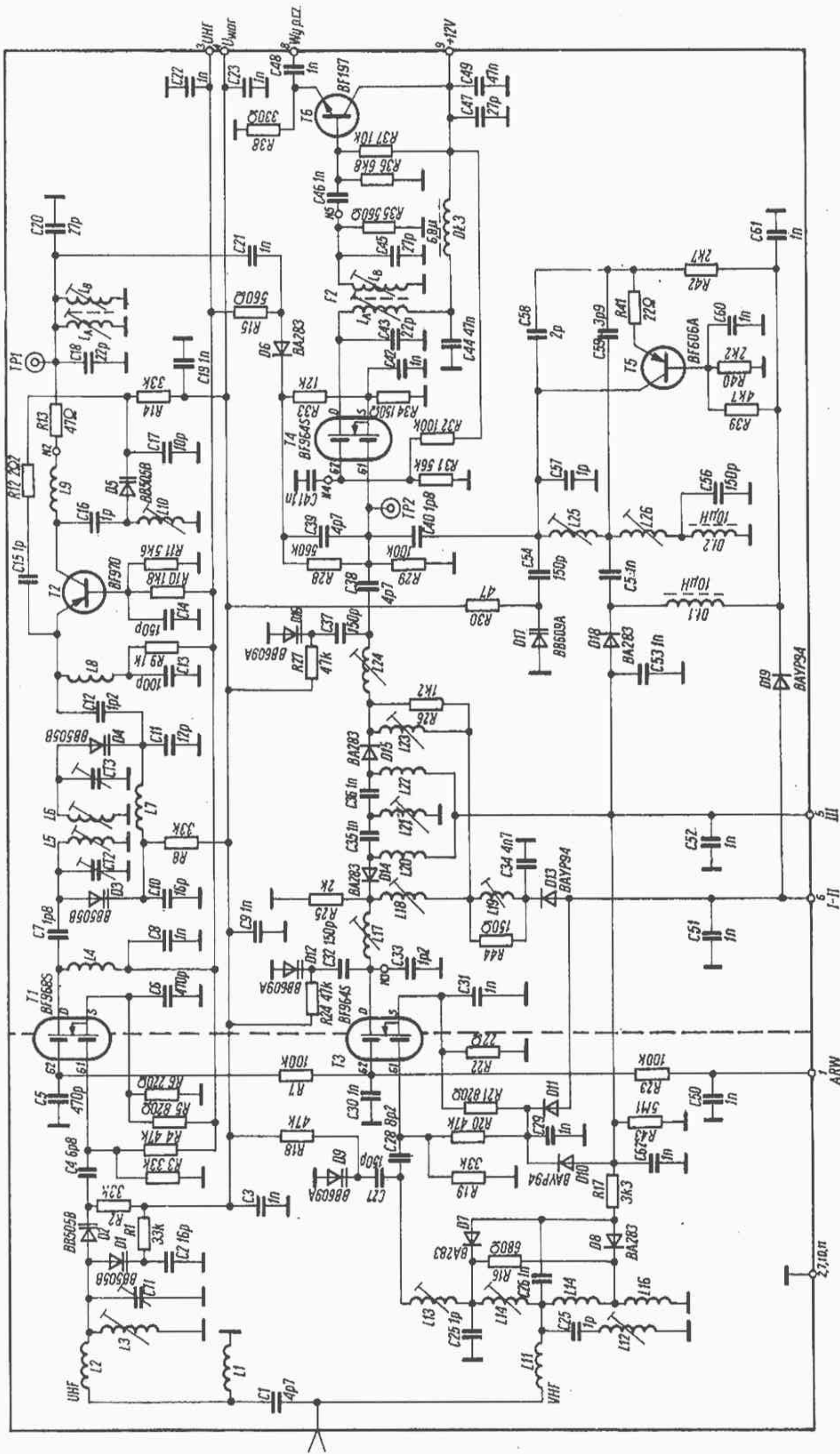
Heterodyna jest wykonana z tranzystorem T5, jego punkt pracy ustalają rezystory R39, R40, R42.

Mieszacz jest obciążony filtrem pasmowym p.cz. zbudowanym z transformatorem F2. Z wyjścia filtru p.cz. przez wtórnik emiterowy T6 sygnał p.cz. zostaje doprowadzony do wyjścia głowicy (końcówka 8).

Zadaniem wtórnika jest odseparowanie wpływu impedancji wejściowej modułu p.cz. na zestrojenie filtru.

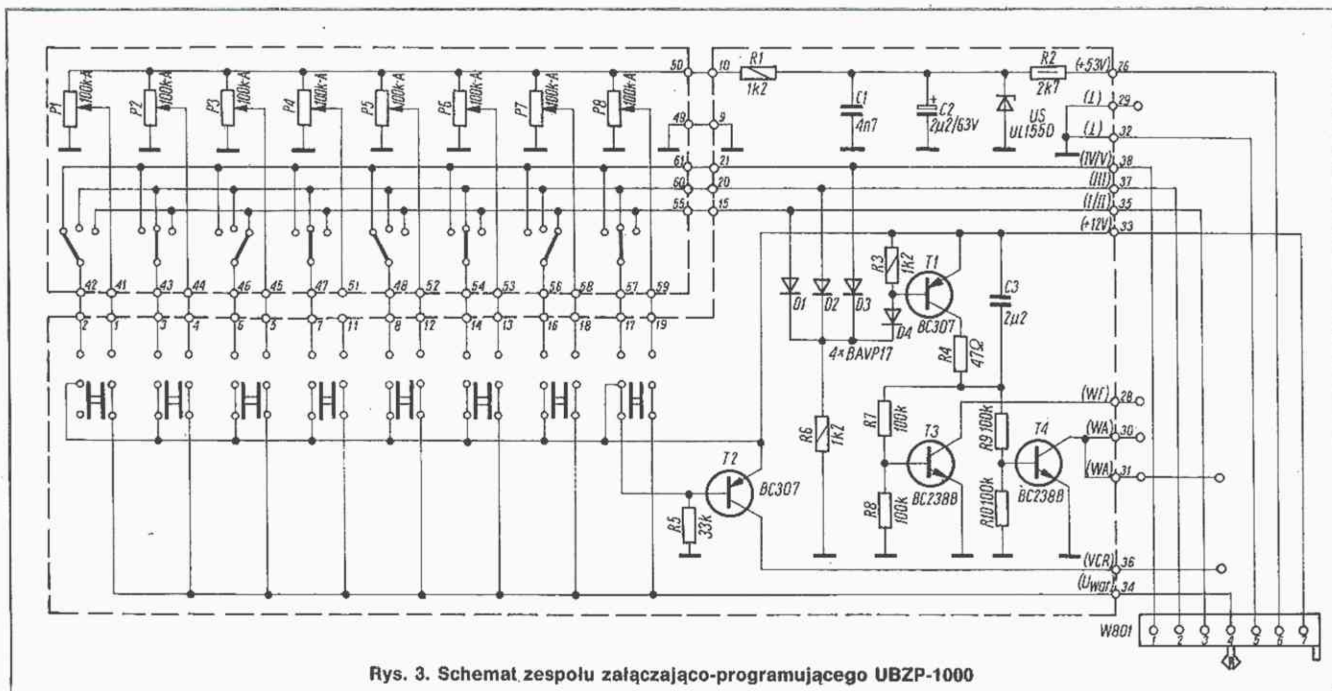
Tor UHF głowicy

Sygnał jest doprowadzany do obwodu wejściowego zbudowanego w postaci równoległego obwodu rezonansowego, składającego się z indukcyjności cewki L3 oraz pojemności diody warikapowej D1 szeregowo połączonej z pojemnością separującą kondensatora C3. Dioda D1 jest przestrajana napięciem warikapowym U_{war} przez rezystory R2 i R1. Pojemność sprzęgająca ze wzmacniaczem (kondensator C4 — szeregowo połączony z pojemnością diody D2) jest zmieniana napięciem przestrajającym i maleje ze wzrostem częstotliwości. W ten sposób sprzężenie jest stałe w całym pasmie. Umożliwia to kompensację malejącej ze wzrostem częstotliwości impedancji wejściowej tranzystora T1 za pomocą cewki L2.



Rys. 1. Schemat ideowy głowicy UMG-1010

Wzmacniacz UHF jest zbudowany z tranzystorem T1, którego punkt pracy określają dzielniki napięcia R3/R4 oraz R5/R6. Źródło tranzystora jest uziemione dla przebiegów zmiennych. Wzmocnienie tranzystora jest regulowane przez zmianę napięcia ARW na bramce G2. Tranzystor jest zasilany przez cewkę L4. Sygnał ze wzmacniacza przez kondensator C7 zostaje doprowadzony do filtru pasmowego, składającego się z dwóch obwodów rezonansowych sprzężonych magnetycznie. Sprzężenie za pomocą cewki L7 zapewnia jednakową szerokość pasma w całym zakresie UHF. Filtr jest przestrajany przez zmianę napięcia na diodach warikapowych D3 i D4, jest sprzężony z następnym stopniem kondensatorem C12, przy czym sygnał jest zbierany z dzielnika pojemności CD4, C11. Stopień mieszający jest zbudowany w układzie mieszacza



Rys. 3. Schemat zespołu załączająco-programującego UBZP-1000

samodrgającego, w którym jako element aktywny wykorzystano tranzystor T2. Rezystoy R9, R10 i R11 ustalają punkt pracy tranzystora. Kondensator C14 zwiera bazę do masy dla składowej zmiennej. Częstotliwość drgań heterodyny ustalają elementy L10, D5 i C17.

Sygnał p.cz. jest doprowadzony do filtru p.cz. przez elementy L9 i R13. Filtr p.cz. składa się z elementów C18, F1 i C20. Z filtru p.cz. sygnał jest doprowadzony przez C21 do mieszacza VHF, który przy odbiorze UHF pełni funkcję wzmacniacza p.cz., a stąd przez wtórnik emiterowy do wyjścia głowicy.

Moduł p.cz. UMP-1007

Moduł UMP-1007 (schemat na rys. 2), zastosowany w odbiornikach Neptun 472 i 672, umożliwia odbiór dwóch fonii, o częstotliwości różnicowej 5,5 i 6,5 MHz. Moduł UMP-1007 — wykonanie 1 — jest stosowany w bloku w.cz.–p.cz. UBP-1002 (z głowicą MOS FET TJ01T580.145), a wykonanie 2 — w bloku w.cz.–p.cz. UBP-1010 (z głowicą UMG-1010).

Do wejścia modułu (końcówka 2) jest doprowadzany sygnał p.cz. z głowicy. W wykonaniu 1 na wejściu modułu p.cz. znajduje się strojony filtr dopasowujący (C101-27 pF oraz cewka F100-7 × 7-510). Wraz z obwodem rezonansowym znajdującym się na wyjściu mieszacza głowicy tworzy on dwuobwodowy filtr pasmowy, zapewniający szerokość pasma co najmniej 7,25 MHz (f_o = 35,125 MHz).

Wykonanie 2 jest przeznaczone natomiast do współpracy z głowicą szerokopasmową, w związku z czym z wejścia modułu p.cz. wyeliminowano filtr strojony F100. Sygnał jest doprowadzany przez rezystor dopasowujący R100 bezpośrednio do bazy tranzystora T100. Zapewnienie szerokiego pasma na wejściu układu sprawia, że wypadkowe charakterystyki amplitudy i fazy całego toru p.cz. zależą wyłącznie od charakterystyki filtru z falą powierzchniową.

Przedwzmacniacz wykonano z tranzystorem T100. Kompensuje on tłumienie wtrąceniowe, wnoszone przez filtr z falą powierzchniową a jednocześnie dopasowuje impedancję wyjściową głowicy do impedancji wejściowej filtru z falą powietrzchniową.

Z wyjścia filtru sygnał jest doprowadzany do symetrycznego wejścia (końcówki 1 i 16) trzystopniowego, szerokopasmowego wzmacniacza p.cz., znajdującego się w układzie scalonym A241D. Wzmocnienie wzmacniacza jest regulowane wewnętrzną pętlą ARW.

W układzie scalonym A241D zastosowano układ detektora synchronicznego. Sygnał odniesienia jest wydzielany ze zmodulowanego sygnału p.cz. w obwodzie odniesienia (F103-7 × 7-522, C112), dołączonym między końcówki 8 i 9 układu scalonego.

Po demodulacji sygnał jest wzmacniany w przedwzmacniaczu wizji i doprowadzony do końcówki 12, skąd jest pobierany:

a) do wyprowadzenia 6 modułu do sterowania toru fonii,

b) do wyprowadzenia 9 modułu, do sterowania toru wizji po uprzednim odfiltrowaniu częstotliwości różnicowej 5,5 MHz (filtr F105-7 × 7-450, kondensator C118) oraz częstotliwości różnicowej 6,5 MHz (filtr F106-7 × 7-450, kondensator C123),

c) do wyprowadzenia 10 modułu do sterowania toru synchronizacji. Sygnał ten jest odwrócony w fazie i ma ograniczone pasmo. Napięcie ARW dla głowicy, doprowadzone do końcówki 12 modułu UMP-1007, zmienia się w granicach 1,5÷7,7 V w wykonaniu 1. i 1,5÷9 V w wykonaniu 2.

Obwód ARCz pracuje w układzie dyskryminatora częstotliwości. Porównuje on pośrednią częstotliwość wizji z częstotliwością odniesienia 38 MHz, do której jest dostrojony obwód rezonansowy dołączony między końcówki 7 i 10 układu scalonego. Gdy $f_{p.cz.}$ = 38 MHz, na wyjściu dyskryminatora (końcówka 5 A241D) ustala się napięcie ok. 6 V. Gdy $f_{p.cz.} \neq$ 38 MHz, na wyjściu układu ARCz powstaje napięcie błędu, które następnie jest sumowane z napięciem warikapowym, korygując częstotliwość heterodyny tak, aby $f_{p.cz.}$ = 38 MHz.

Pozostałe układy rozmieszczone na płycie bazowej i w obudowie OTV

Głowica i moduł UMP 1007 tworzą zintegrowany blok w.cz.–p.cz. UBP1010 (lub UBP1002 — zależnie od typu głowicy), na którego wyjściach otrzymuje się trzy sygnały:

— wizyjny o polaryzacji dodatniej do sterowania toru wizji,

— wizyjny o polaryzacji ujemnej do sterowania toru synchronizacji,

— wizyjny, zawierający nie wytłumiony sygnał o częstotliwości różnicowej z modulacją FM, do sterowania toru fonii.

Do wybierania żądanego pasma i dostrajanie do wybranego kanału służy programator 8-pozycyjny, mechaniczny UBZP1000 albo LPA8 — lub elektroniczny ZZP-20823K w OTV Neptun 472 czy ZZP-20825K w OTV Neptun 672 (przewidziane jest równoważne stosowanie programatora typu mechanicznego lub elektronicznego). Sygnał wizyjny o polaryzacji dodatniej i regulowanym poziomie (regulacja kontrastu) jest doprowadzony do wejścia jednostopniowego wzmacniacza końcowego wizji z tranzystorem BF458 (T351). Wzmocniony sygnał steruje katodę kineskopu.
Wzmacniacz wizji zawiera układ ograniczania prądu kineskopu do wartości około 350 μA. Regulacja jaskrawości odbywa się przez zmianę napięcia stałego na siatce sterującej kineskopu. Wygaszanie powrotów strumienia elektronów na ekranie odbiornika zrealizowano przez zatykanie wzmacniacza wizji doprowadzanymi do emitera tranzystora T351 impulsami wygaszania linii i ramki.
Tor fonii jest zbudowany z dwoma układami scalonymi:
— US201 (UL1244N) — demodulator FM, przedwzmacniacz m.cz.,
— US202 (UL1480P) — wzmacniacz mocy m.cz.
Sygnał wizyjny z bloku w.cz.–p.cz., po przejściu przez filtr ceramiczny FC201 o częstotliwości f_o = 6,5 MHz lub o częstotliwości 5,5 MHz — doprowadza do wejścia układu scalonego US201 zmodulowany częstotliwościowo sygnał różnicowy fonii. W dalszej części układu US201 jest on wzmacniany, ograniczany, a następnie demodulowany w demodulatorze koincydencyjnym. Obwody odniesienia detektora są dostrojone do częstotliwości 6,5 MHz (L201, C203, R202) i 5,5 MHz (L202, C220, R213). Po detekcji sygnał m.cz. fonii jest wzmacniany i pojawia się na dwóch wyjściach:
— o stałym poziomie, do sterowania gniazda magnetofonowego (końcówka 12 US201),
— o regulowanym poziomie, do sterowania wzmacniacza mocy (końcówka 8 US201).
Na obu wyjściach sygnał m.cz. fonii jest poddawany deemfazie.
Wzmacniacz mocy, zbudowany z układem scalonym US202, współpracuje z głośnikiem o impedancji 15 Ω oraz steruje gniazdo słuchawkowe. Odbiorniki Neptun 472 i 672 mają wyłącznik głośnika umieszczony obok gniazda magnetofonowo-słuchawkowego, umożliwiający odłączenie głośnika przy odbiorze fonii przez słuchawki.
Układ scalony US251 (UL1262N) z niezbędnymi elementami aplikacyjnymi tworzy blok synchronizacji, który sterowany sygnałem wizyjnym z bloku w.cz.–p.cz. zapewnia synchroniczną pracę układów odchylania z impulsami zawartymi w sygnale telewizyjnym. Zapewniona jest również niezbędna korekcja położenia obrazu względem rastra.
Na wejściu układu scalonego US251 (końcówka 5) znajduje się selektor, który wydziela z sygnału wizyjnego impulsy synchronizacji na zasadzie obcinania napięcia wejściowego. W wyniku wielokrotnego całkowania (bez elementów zewnętrznych) w separatorze następuje wydzielenie impulsów synchronizacji pionowej, które doprowadzone do końcówki 7 układu US251 sterują pracą układu odchylania pionowego.
Częstotliwość pracy generatora linii jest regulowana zewnętrznym układem RC, natomiast zgodność fazy generowanych impulsów piłokształtnych z impulsami synchronizacji zapewnia wewnętrzny komparator fazy.
Układ porównania fazy — sterowany impulsami powrotów linii doprowadzanymi do końcówki 10 układu US251 — porównując fazę tych impulsów z fazą generowanego napięcia piłokształtnego, zapewnia automatyczną regulację fazy impulsów wyjściowych (końcówka 2), doprowadzanych do układu sterującego stopień końcowy odchylania poziomego. Regulowane zewnętrznie przesunięcie tej fazy umożliwia niezbędną technologicznie jej korekcję.
Układ sterowania stopniem końcowym linii tworzą tranzystor T951 wraz z transformatorem sterującym Tr951. Dodatnie impulsy, doprowadzone z układu synchronizacji, kluczują przez tranzystor T951 indukcyjność uzwojenia pierwotnego transformatora sterującego Tr951. Wytworzone impulsy, po przetransformowaniu do wymaganego poziomu, są doprowadzane do bazy tranzystora T952, pracującego jako klucz w stopniu końcowym odchylania poziomego.
Układ odchylania poziomego jest typowym, wysokonapięciowym stopniem odchylania tranzystorowego z bezpośrednim zasilaniem cewek odchylających. Układ jest zasilany napięciem stabilizowanym +138 V a niezbędną korekcję szerokości obrazu umożliwia włączona szeregowo z zespołem odchylającym cewka L951.
Tranzystor wysokonapięciowy T952 jest przystosowany do pracy rewersyjnej i nie wymaga równoległej diody usprawniającej. Współpracuje on z transformatorem odchylania poziomego Tr952 (TVL83 lub TVL81/3). Pojawiające się na uzwojeniu pierwotnym impulsy powrotu linii przetransformowane do szeregu uzwojeń wtórnych umożliwiają wykorzystanie układu odchylania do zasilania końcowego wzmacniacza wizji, układu odchylania pionowego, anody, siatek, a także obwodu żarzenia kineskopu napięciem pośrednio stabilizowanym.
Układ odchylania pionowego jest zbudowany z układem scalonym US301 (TDA1170S). Impulsy synchronizacji pionowej, wydzielone w bloku synchronizacji i doprowadzone do wejścia układu, synchronizują pracę wewnętrznego generatora odchylania pionowego. Częstotliwość drgań swobodnych generatora jest regulowana układem RC dołączonym z zewnątrz. Wytworzone i odpowiednio ukształtowane napięcie piłokształtne o regulowanej zewnętrznie amplitudzie i liniowości, jest doprowadzane do stopnia końcowego ze wzmacniaczem mocy. Wzmacniacz końcowy w układzie US301 współpracuje z wewnętrznym generatorem powrotów ramki, który dla uzyskania wymaganego krótkiego czasu powrotu plamki doprowadza w czasie powrotu podwojone napięcie zasilania do stopnia końcowego.
Odbiornik ma transformatorowy układ zasilający z separacją galwaniczną od sieci zasilającej (odbiornik z tzw. „zimnym chassis").
Transformator sieciowy Tr401 (TS70/8) dostarcza ze swych uzwojeń wtórnych napięć wykorzystywanych do zasilania stopnia końcowego linii, układu synchronizacji, układu sterującego stopień końcowy linii, toru sygnałowego oraz wzmacniacza mocy w torze fonii.
Stopień końcowy linii jest zasilany napięciem +138 V z szeregowego stabilizatora, zbudowanego z tranzystorami T904, T903, T905 i diodą Zenera D909. Układ stabilizatora jest typowy, a w celu wyeliminowania tętnień sieci na wyjściu, baza tranzystora regulacyjnego T903 jest zasilana ze stopnia końcowego linii, a nie wyprostowanego napięcia transformowanego z sieci zasilającej. Zwarcie wyjścia stabilizatora (np. uszkodzenie tranzystora T952) nie niszczy układu, powodując jedynie przepalenie bezpiecznika Bz903.
Układ synchronizacji i stopień sterujący pracą linii są zasilane napięciem +17,5 V z typowego stabilizatora złożonego z tranzystorów T901, T906 i diody Zenera D907. Układ ten wstępnie stabilizuje również napięcie zasilania toru sygnałowego, którego zasadniczy stabilizator napięcia +12,5 V tworzy tranzystor T902 i dioda D908.
Wzmacniacz mocy w torze fonii jest zasilany z prostownika jednopołówkowego napięciem +24 V.
Schemat mechanicznego programatora UBZP-1000 jest przedstawiony na rys. 3. □

> Z = 1 wtedy i tylko wtedy, gdy wynik operacji odejmowania jest równy zeru (W = 0). W przeciwnym przypadku Z = 0.

Przykłady: W = A − B

	Z	CY				Z	CY		
(1)			01110011	A				01110010	A
−			10101001	B		−		00001101	B
	0	1	11001010	W		0	0	01100101	W

przy czym: (1) — pożyczka

Zauważmy, że dla operacji odejmowania wskaźnik CY = 1 sygnalizuje A<B, gdyż tylko wtedy wystąpi pożyczka, zaś wskaźnik CY = 0 sygnalizuje zależność A⩾B, gdyż tylko wtedy pożyczka nie wystąpi.

Mikroprocesorowa realizacja operacji logicznych

Poza omówionymi wyżej operacjami arytmetycznymi wszystkie mikroprocesory potrafią wykonywać operacje logiczne na liczbach binarnych. Zdefiniujmy podstawowe operacje logiczne dla cyfr binarnych. Oznaczmy:

∧ — iloczyn logiczny (ang. AND — pol. „i")
∨ — suma logiczna (ang. OR — pol. „lub")
⊕ — suma „modulo 2" (ang. Exclusive OR — pol. „albo")

ILOCZYN LOGICZNY dwóch cyfr binarnych równy jest 1 wtedy i tylko wtedy, gdy obie cyfry są równe 1.

$0 \wedge 0 = 0$
$0 \wedge 1 = 0$
$1 \wedge 0 = 0$
$1 \wedge 1 = 1$

≡

0	0	1	1
∧ 0	∧ 1	∧ 0	∧ 1
0	0	0	1

SUMA LOGICZNA dwóch cyfr binarnych równa jest 1 wtedy i tylko wtedy, gdy którakolwiek z cyfr równa jest 1.

$0 \vee 0 = 0$
$0 \vee 1 = 1$
$1 \vee 0 = 1$
$1 \vee 1 = 1$

≡

0	0	1	1
∨ 0	∨ 1	∨ 0	∨ 1
0	1	1	1

SUMA „MODULO 2" dwóch cyfr binarnych równa jest 1 wtedy i tylko wtedy, gdy pierwsza ALBO druga cyfra równa jest 1.

$0 \oplus 0 = 0$
$0 \oplus 1 = 1$
$1 \oplus 0 = 1$
$1 \oplus 1 = 0$

≡

0	0	1	1
⊕ 0	⊕ 1	⊕ 0	⊕ 1
0	1	1	0

Wykonanie operacji logicznej na dwóch liczbach binarnych polega na wykonaniu operacji logicznych na wszystkich cyfrach binarnych o tych samych wagach.

Większość osób operacje logiczne wykonuje kolumnami począwszy od cyfry najmniej znaczącej.

1010	1010	1010
∧ 1011	∨ 1011	⊕ 1011
1010	1011	0001

Z ostatniego przykładu łatwo wydedukować, dlaczego operacja ⊕ nazywa się sumą modulo 2. Widać, że wykonujemy ją analogicznie, jak najzwyklejsze dodawanie dwóch liczb binarnych z tym, że nie uwzględniamy przeniesień.

Powróćmy teraz do naszych tablic A, B, W, CY, Z.

Reguły ustawiania wskaźników sygnalizacyjnych dla operacji logicznych są następujące:

> CY = 0 ZAWSZE
> Operacje logiczne zerują wskaźnik przeniesienia CY

> Z = 1 wtedy i tylko wtedy, gdy wynik operacji jest równy zeru (W = 0). W przeciwnym przypadku Z = 0.

Przykłady:

Z	CY				Z	CY		
		10101001	A				11101000	A
		01110011	B				00000111	B
0	0	00100001	A∧B		1	0	00000000	A∧B
0	0	11111011	A∨B		0	0	11101111	A∨B
0	0	11011010	A⊕B		0	0	11101111	A⊕B

Proponujemy wykonać operacje arytmetyczne A+B, A−B oraz logiczne A∧B, A∨B, A⊕B dla wartości A, B podanych w poniższej tabelce. Uwzględnić CY i Z.

	1	2	3	4	5
A	55H	OFH	A9H	C8H	OBH
B	55H	FOH	B7H	38H	CDH

Co sygnalizuje wskaźnik Z = 1 dla operacji A−B oraz A⊕B?
Co sygnalizuje wskaźnik Z = 1 dla operacji A∨B?

Mnożenie i dzielenie liczb binarnych

W praktyce prostych sterowań operacje mnożenia i dzielenia są wykonywane bardzo rzadko. Analogia do liczb dziesiętnych jest oczywista. W tablicy 4 przedstawiono przykłady „papierkowego" mnożenia i dzielenia.

Jak widać, operację mnożenia liczb binarnych można zastąpić operacjami dodawania, zaś operację dzielenia liczb binarnych — operacjami odejmowania.

Zróbmy dalsze porównania.

2,3(3)
7 : 3
− 6
10
9
(3) — w okresie

$2{,}3(3) = 2\cdot 10^0 + 3\cdot 10^{-1} + 3\cdot 10^{-2} + 3\cdot 10^{-3}\ldots$

gdzie: $10^{-1} = \frac{1}{10^1}$, $10^{-2} = \frac{1}{10^2}$....

Tablica 4. **Przykłady mnożenia i dzielenia liczb binarnych**

Dziesiętnie	Binarnie	Sprawdzenie
7 ×5 35	111 × 101 111 +111 100011	100011B = 32+2+1 = 35
5 35:7 −35 00	101 100011:111 −111 00111 −111 000	101B = 4+1 = 5

Powyższe, to nic innego jak zapis ogólny liczby dziesiętnej rozciągnięty na część po przecinku. Zróbmy to samo co wyżej na liczbach binarnych (7 = 111B, 3 = 11B).

$$\begin{array}{l} \;\;10{,}01(01) \\ \hline 111 : 11 \\ -\;11 \\ \hline 00100 \\ \;\;-\;11 \\ \hline \;\;\;0100 \\ \;\;-\;11 \\ \hline \;\;(01) \text{ — w okresie} \end{array}$$

$$10{,}01(01) = 1\cdot 2^1 + 0\cdot 2^0 + 0\cdot 2^{-1} + 1\cdot 2^{-2} + 0\cdot 2^{-3} + 1\cdot 2^{-4} + ...$$

$$\text{gdzie: } 2^{-1} = \frac{1}{2^1},\ 2^{-2} = \frac{1}{2^2}.....$$

Zamieńmy liczbę binarną 10,01(01) na liczbę dziesiętną sprawdzając, czy otrzymamy 2,3(3).

$$\begin{array}{rl} & 1\cdot 2^1 = 2 \\ & 1\cdot 2^{-2} = 0{,}25 \\ & 1\cdot 2^{-4} = 0{,}0625 \\ & 1\cdot 2^{-6} = 0{,}015625 \\ + & 1\cdot 2^{-8} = 0{,}0039625 \\ & \cdot \\ & \cdot \\ & \cdot \\ \hline & 2{,}\underline{33}20875 \end{array}$$

Jeżeli ktoś nie wierzy, że liczba binarna 10,01(01) odpowiada liczbie dziesiętnej 2,3(3), może kontynuować powyższe dodawanie dążąc do... nieskończoności.

Doskonale wiemy, że aby pomnożyć liczbę dziesiętną przez 10^1, 10^2, 10^3... wystarczy przesunąć przecinek o 1, 2, 3... pozycje w prawo, zaś aby pomnożyć liczbę dziesiętną przez 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}... wystarczy przesunąć przecinek o 1, 2, 3... pozycje w lewo.

Można samemu sprawdzić, że mnożenie liczby binarnej przez 2^1,2^2,2^3... odpowiada przesunięciu przecinka o 1, 2, 3... pozycje w prawo, zaś mnożenie liczby binarnej przez 2^{-1}, 2^{-2}, 2^{-3}... odpowiada przesunięciu przecinka o 1, 2, 3... pozycje w lewo.

Wykonanie poniższych działań arytmetycznych na liczbach binarnych umożliwi sprawdzenie waszych umiejętności. W nawiasach podano liczby dziesiętne odpowiadające liczbom binarnym. 110101 (53) × 1101 (13), 1010110001 (689) : 1101 (13)

□

Amatorski mieszacz muzyczny

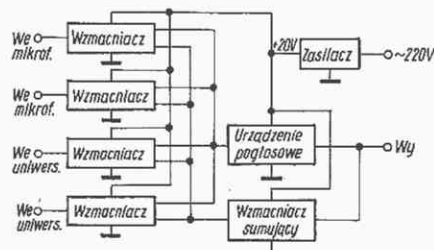
Daniel Jewasiński

Opisany w artykule układ jest wzorowany na mieszaczach stosowanych szeroko przez małe zespoły estradowe. Autor wprowadził jednak wiele uproszczeń, co zmniejsza koszt wykonania urządzenia i ułatwia jego uruchomienie. Do wykonania modelowego urządzenia, z którego autor korzysta od paru lat, zastosowano wyłącznie elementy produkcji krajowej. Przewidziano zastosowanie w mieszaczu urządzenia pogłosowego typu sprężynowego.

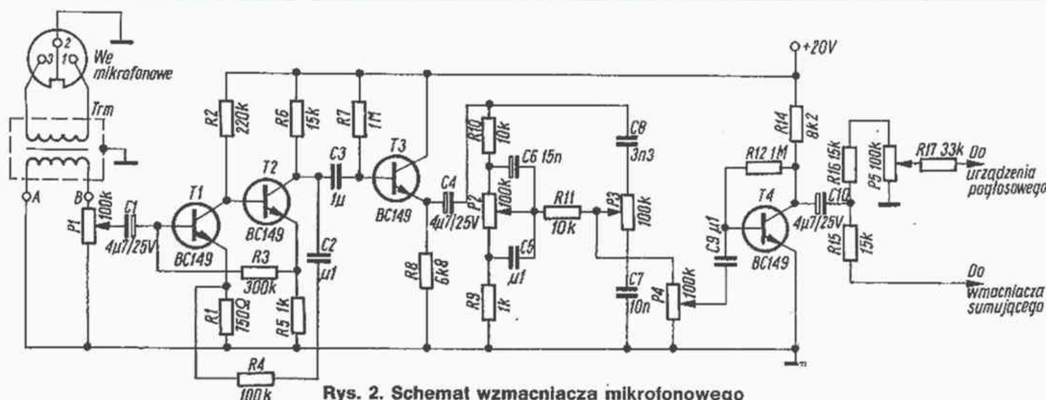
Schemat blokowy mieszacza jest przedstawiony na rys. 1. Mieszacz ma cztery wejścia: dwa mikrofonowe i dwa uniwersalne. Liczba wejść poszczególnego rodzaju i ogólna liczba wejść może być inna. Zaleca się wykonanie mieszacza jako konstrukcji modułowej, tj. zmontowanie każdego członu na oddzielnej płytce, które wmontowane we wspólną obudowę stanowią kompletne urządzenie. Wyjątek stanowi zasilacz, który może być wykonany jako oddzielny blok ustawiony w pewnej odległości od mieszacza, co zmniejsza prawdopodobieństwo oddziaływania pola magnetycznego transformatora zasilacza na wejścia mikrofonowe.

Schemat wzmacniacza do wejścia mikrofonowego jest przedstawiony na rys. 2.

Wejście mikrofonowe jest symetryczne, wyposażone w transformator, co umożliwia przyłączenie mikrofonu za pomocą nawet bardzo długiego kabla. W wypadku bardzo krótkich połączeń między mikrofonem i mieszaczem (do kilku metrów) można zrezygnować ze stosowania transformatora i przyłączyć mikrofon bezpośrednio do punktów A–B. Czułość wzmacniacza powinna wówczas być zwiększona, co można uzyskać stosując rezystor R4 o większej wartości (220 kΩ). Mieszacz jest przystosowany do współpracy z najbardziej rozpowszechnionymi mikrofonami dynamicznymi o impedancji 200 Ω.



Rys. 1. Schemat blokowy mieszacza



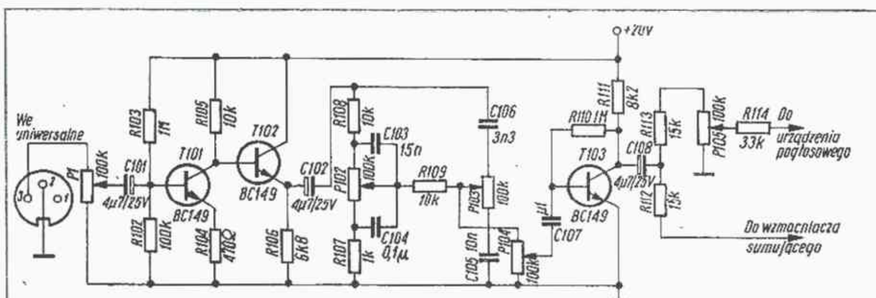
Rys. 2. Schemat wzmacniacza mikrofonowego

Może on współpracować bez żadnych zmian z mikrofonami dynamicznymi o większej wartości impedancji (np. 500 Ω, 700 Ω).

Fabryczne transformatory mikrofonowe bywają trzech rodzajów: przeznaczone do wbudowania do wzmacniacza, przepustowe — wmontowane w krótki odcinek kabla zakończony odpowiednimi wtykami oraz w postaci wtyku przepustowego, który się osadza w gnieździe wejściowym wzmacniacza. Jeśli nie uda się zdobyć gotowego transformatora mikrofonowego, można wykonać samemu taki transformator wykorzystując rdzeń od miniaturowego transformatora typu Td48 lub Td45. Uzwojenie pierwotne (połączone z wejściem) powinno być nawinięte drutem o średnicy 0,07 mm, a liczba zwojów wynosi 300. Uzwojenie wtórne nawija się takim samym drutem, a liczba zwojów wynosi 1500.

Potencjometr P1 powinien być, jeśli to możliwe, w dobrym gatunku. Służy on do ustalenia czułości wzmacniacza.

Układ wzmacniacza jest konwencjonalny i dokładnego opisu nie wymaga, bowiem działanie tego rodzaju układów jest opisane wielokrotnie w literaturze dotyczącej podstaw elektroniki. Wspomnijmy więc tylko, że układ z tranzystorami T1 i T2 stanowi wzmacniacz napięciowy. Tranzystor T3 pracuje w układzie wtórnika emiterowego o małej impedancji wyjściowej. Do jego wyjścia jest przyłączony układ do regulacji tonów wysokich i niskich. Potencjometr P4 jest głównym potencjometrem operacyjnym mieszacza. Może to być potencjometr suwakowy lub obrotowy (duży) w dobrym gatunku. Tranzystor T4 pracuje w układzie prostego wzmacniacza obciążonego układem rezystorów separujących.



Rys. 3. Schemat wzmacniacza wejścia uniwersalnego

Rys. 4. Schemat urządzenia pogłosowego

Rys. 5. Schemat wzmacniacza sumującego

Rys. 6. Schemat zasilacza stabilizowanego

Na rys. 3 jest przedstawiony układ wzmacniacza wejścia uniwersalnego. Różni się on od układu opisanego wyżej tylko uproszczonym wzmacniaczem napięciowym (jeden tranzystor T101). Do wejścia tego mogą być przyłączone magnetofony, gramofony wyposażone we wzmacniacz korekcyjny oraz mikrofony wyposażone we wzmacniacz przymikrofonowy, zasilany z baterii. Także gitarę elektryczną oraz wyjście organów elektronicznych bądź syntezatora przyłącza się do tego wejścia.

Na rys. 4 jest przedstawiony układ członu pogłosowego. Zawiera on dwa wzmacniacze i elektromechaniczne urządzenie pogłosowe (sprężynowe). Wzmacniacz z tranzystorami T201 i T202 służy do wzbudzenia drgań w tym urządzeniu. Wzmacniacz z tranzystorami T203 i T204 jest wzmacniaczem sygnałów odbieranych z przetwornika wyjściowego urządzenia pogłosowego. Stopień pobudzenia urządzenia pogłosowego reguluje się odpowiednimi potencjometrami kanałowymi (P5, P105 itd.). Poziom „pogłosu" w sygnale wyjściowym mieszacza reguluje się potencjometrem P201.

Urządzenia pogłosowe (sprężynowe) są produkowane przez kilka zakładów rzemieślniczych i prywatnych. Można je nabyć m.in. w Składnicy Harcerskiej. Zamiast opisanego członu pogłosowego może być zastosowanę inne urządzenie pogłosowe, np. z taśmą magnetyczną „bez końca". Wejście i wyjście takiego urządzenia włącza się identycznie w układ mieszacza. Niezastosowanie członu pogłosowego potania i upraszcza układ mieszacza, ale pozbawia go cech mieszacza muzycznego stosowanego na estradach.

Na rys. 5 jest przedstawiony układ bardzo prostego wzmacniacza sumującego sygnały wzmacniaczy kanałowych i urządzenia pogłosowego. Nadaje się on do sterowania wzmacniaczy mocy o impedancji wejściowej 47 kΩ lub większej. W razie potrzeby (długie kable łączące, wzmacniacze mocy o małej impedancji wejściowej itd.) należy zastosować wzmacniacz dwustopniowy z układem wtórnika emiterowego na wyjściu, co zapewni małą jego impedancję wyjściową.

Schemat zasilacza jest przedstawiony na rys. 6. Jest to konwencjonalny zasilacz stabilizowany, którego układ nie wymaga wyjaśnień. W zasilaczu tym można zastosować transformator mający na wyjściu napięcie 20÷24 V o mocy 15÷20 W. Można również wykonać taki transformator samemu wykorzystując rdzeń starego transformatora sieciowego lub innego o przekroju 4 cm². Uzwojenie pierwotne powinno być nawinięte drutem o średnicy 0,13 mm i zawierać 2300 zwojów, a wtórne — drutem 0,35÷0,45 mm i zawierać 210 zwojów.

Mniej zaawansowanym elektronikom należy zalecić wykonanie zasilacza jako oddzielnego urządzenia i połączenie go z mieszaczem przewodem o długości ok. 2 m, co umożliwi umieszczenie zasilacza np. pod pulpitem, na którym jest ustawiony mieszacz. W przypadku umieszczania zasilacza bezpośrednio w obudowie mieszacza należy zwrócić uwagę na konieczność odsunięcia transformatora i przewodów zasi-

lających od wejść mieszacza. Można również zalecić osłonięcie transformatora ekranem z blachy stalowej o grubości 0,5÷1,0 mm. Puszka ekranująca powinna mieć wymiary większe od transformatora i nie powinna dotykać do rdzenia transformatora. Można w niej wywiercić otwory wentylacyjne poprawiające chłodzenie transformatora.
Jeżeli transformatory wejść mikrofonowych są wbudowane do mieszacza, należy je ekranować blachą cynkową i dodatkowo osłonić ekranami z blachy stalowej, od strony zmiennego pola magnetycznego rozsiewanego przez transformator zasilający.
Przed projektowaniem konstrukcji całego mieszacza i poszczególnych jego płytek montażowych należy się zapoznać z zasadami zwalczania szumów i zakłóceń (patrz „Re" nr 12/1985 i nr 7/1987) i prowadzenia przewodów masy. Trzeba pamiętać o tym, że urządzenie pogłosowe jest czułe na drgania mechaniczne i może się sprzęgać z głośnikami. Należy sprawdzić elementy użyte do wykonania mieszacza, a także każdy oddzielnie wykonany moduł.
Po zmontowaniu całości mieszacza można przystąpić do prób korzystając z odpowiedniego wzmacniacza mocy. Należy wypróbować działanie poszczególnych wejść, przy czym wejścia mikrofonowe sprawdzić za pomocą mikrofonu oddalonego wystarczająco od głośników. Jeżeli wszystkie kanały działają dobrze, trzeba sprawdzić działanie urządzenia pogłosowego. Po kilku próbach w warunkach zbliżonych do rzeczywistych, należy zanotować położenia potencjometrów, aby ułatwić sobie odtworzenie ich optymalnego ustawienia. □

LITERATURA

[1] Sereda J.: Elektroakustyka na scenie i estradzie. WKŁ Warszawa 1977
[2] Witort A.: Elektroakustyka dla wszystkich. WKŁ Warszawa 1978
[3] Amatorski mieszacz mikrofonowy. „Radioelektronik" nr 11/1987

podzespoły elektroniczne



Elementy półprzewodnikowe produkcji radzieckiej (3)

Diody

Zdzisław Tkaczyk

Stabilistory

Typ	P_{max} [mW]	I_{Zmax} [mA]	U_Z [V]	przy I_Z [mA]	r_Z [Ω] max	α_{UZ} [%/°C] max
Д808	280	33	7-8,5	5	6	
Д809	280	29	8-9,5	5	10	
Д810	280	26	9-10,5	5	12	
Д811	280	23	10-12	5	15	
Д813	280	20	11,5-14	5	18	
Д814А	340	40	7-8,5	5	6	0,07
Д814Б	340	36	8-9,5	5	10	0,08
Д814В	340	32	9-10,5	5	12	0,09
Д814Г	340	29	10-12	5	15	0,095
Д814Д	340	24	11,5-14	5	18	0,095
Д817А	5000	90	47,6-64,4	50	52	0,18
Д817Б	5000	75	57,8-78,2	50	60	0,18
Д817В	5000	60	69,7-94,3	50	67	0,18
Д817Г	5000	50	85-115	50	75	0,18
Д818А	300	33	9-11,25	10	25	0,02
Д818Б	300	33	6,75-9	10	25	0,02
Д818В	300	33	7,2-10,8	10	25	0,01
Д818Г	300	33	7,65-10,35	10	25	0,005
КС133А	300	81	3-3,7	10	65	
КС139А	300	70	3,5-4,3	10	60	
КС147А	300	58	4,1-5,2	10	56	
КС156А	300	55	5,04-6,16	10	46	0,05
КС168А	300	45	6,12-7,48	10	28	0,06
КС168В	300	20	6,3-7,3	10	28	0,05

Diody prostownicze

Typ	Materiał	(U_{RMmax}) U_{Rmax} V	(I_{Omax}) I_{Fmax} A	U_F V max	przy I_F mA	f_{max} kHz
1	2	3	4	5	6	7
Д7А	Ge	(50)	(0,3)	0,5		50
Д7Б	Ge	(100)	(0,3)	0,5		50
Д7В	Ge	(150)	(0,3)	0,5		50
Д7Г	Ge	(200)	(0,3)	0,5		50
Д7Д	Ge	(300)	(0,3)	0,5		50
Д7Е	Ge	(350)	(0,3)	0,5		50
Д7Ж	Ge	(400)	(0,3)	0,5		50

1	2	3	4	5	6	7
КД105А	Si	200	(0,3)	1		
КД105Б	Si	400	(0,3)	1		
КД105В	Si	600	(0,3)	1		
КД105Г	Si	800	(0,3)	1		
КД109А	Si	100	0,3	1	0,3	10
КД109Б	Si	300	0,3	1	0,3	10
КД109В	Si	600	0,3	1	0,3	10
КД202А	Si	50	3	1	3	5
КД202Б	Si	50	1	1	1	5
КД202В	Si	100	3	1	3	5
КД202Г	Si	100	1	1	1	5
КД202Д	Si	200	3	1	3	5
КД202Е	Si	200	1	1	1	5
КД202Ж	Si	300	3	1	3	5
КД202И	Si	300	1	1	1	5
КД202К	Si	400	3	1	3	5
КД202Л	Si	400	1	1	1	5
КД202М	Si	500	3	1	3	5
КД202Н	Si	500	1	1	1	5
КД202Р	Si	600	3	1	3	5
КД202С	Si	600	1	1	1	5
КД205А	Si	500	0,5	1	0,5	1
КД205Б	Si	400	0,5	1	0,5	1
КД205В	Si	300	0,5	1	0,5	1
КД205Г	Si	200	0,5	1	0,5	1
КД205Д	Si	100	0,5	1	0,5	1
КД205Е	Si	500	0,3	1	0,3	1
КД208А	Si	100	1,5	1	1	
КД209А	Si	400	0,7	0,7	0,1	1
КД209Б	Si	600	0,7	0,7	0,1	1
КД209В	Si	800	0,7	0,5	0,1	1
КД221А	Si	100	0,7	1,4	0,7	50
КД221Б	Si	200	0,5	1,4	0,5	50
КД221В	Si	400	0,3	1,4	0,3	50
КД410А	Si	1000	0,05	2	0,05	20
КД410Б	Si	600	0,05	2	0,05	20
КД411А	Si	700	1	1,4	1	
КД411Б	Si	600	1	1,4	1	
КД411В	Si	500	1	1,4	1	
КД411Г	Si	400	1	2	1	

Warikapy (diody pojemnościowe)

Typ	U_{Rmax} [V]	C_{tot} [pF]	przy U_R [V]	f [MHz]	K_s	Q min.	przy U_R [V]	f [MHz]
Д902	25	6–12	4	50	⩾2,5	30	4	50
КВ103А	80	18–32	4		⩾3,5	50	4	
КВ103Б	80	28–48	4		⩾3,5	40	4	
КВ104А	45	90–120	4		⩾3	100	4	
КВ104Б	45	106–144	4		⩾3	100	4	
КВ104В	45	128–192	4		⩾3	100	4	
КВ104Г	80	95–143	4		⩾3	100	4	
КВ104Д	80	128–192	4		⩾3	100	4	
КВ105А	90	400–600	4	1	⩾4	500	4	1
КВ105Б	50	400–600	4	1	⩾3	500	4	1
КВ109А	28	2,3–2,8	25	1	4–5,5	300	3	50
КВ109Б	28	2–2,3	25	1	4,5–6,5	300	3	50
КВ109В	28	1,9–3,1	25	1	4–6	160	3	50
КВ109Г	28	8–17	3	1	⩾4	160	3	50
КВ110А	45	12–18	4	1	⩾2,5	300	4	50
КВ110Б	45	14,4–21,6	4	1	⩾2,5	300	4	50
КВ110В	45	17,6–26,4	4	1	⩾2,5	300	4	50
КВ110Г	45	12–18	4	1	⩾2,5	160	4	50
КВ110Д	45	14,4–21,6	4	1	⩾2,5	160	4	50
КВ110Е	45	17,6–26,4	4	1	⩾2,5	160	4	50
КВ119А	12	168–252	1	1	⩾20	100	1	1
КВ121А	30	4,3–6	1	1	⩾7,6	200	1	1
КВ121Б	30	4,3–6	1	1	⩾7,6	150	1	1
КВ122А	30	2,3–2,8	25	1	4–5,5	450		50
КВ122Б	30	2–2,3	25	1	4,5–6,5	450		50
КВ122В	30	1,9–3,1	25	1	4–6	300		50
КВС111А	30	29,7–36,3	4	1		200		
КВС111Б	30	29,7–36,3	4	1		150		

Diody uniwersalne (detekcyjne, impulsowe)

Typ	Materiał	(U_{RMmax}) U_{Rmax} V	(I_{Omax}) I_{Fmax} mA	U_F V max	przy I_F mA	(t_{rr}) ns f_{max} MHz	C_r pF max	przy U_R V
Д2Б	Ge	30	(16)	1	5	150	1	
Д2В	Ge	40	(25)	1	9	150	1	
Д2Г	Ge	75	(16)	1	2	150	1	
Д2Д	Ge	75	(16)	1	4,5	150	1	
Д2Е	Ge	100	(16)	1	4,5	150	1	
Д2Ж	Ge	100	(8)	1	2	150	1	
Д2И	Ge	150	(16)	1	2	150	1	
Д9Б	Ge	10	125	1	90	40	2	
Д9В	Ge	30	62	1	10	40	2	
Д9Г	Ge	30	98	1	30	40	2	
Д9Д	Ge	30	98	1	60	40	2	
Д9Е	Ge	50	62	1	30	40	2	
Д9Ж	Ge	100	48	1	10	40	2	
Д9И	Ge	30	98	1	30	40	2	
Д9К	Ge	30	98	1	60	40	2	
Д9Л	Ge	100	48	1	30	40	2	
Д20	Ge	20	16	1	20	40	0,05	3
Д104	Si	75		2	2	600	0,6	10
Д104А	Si	75		1	1	600	0,6	10
Д106	Si	30		2	2	600	0,6	10
Д106А	Si	30		1	1	600	0,6	10
Д220	Si	50	(50)	1,5	50	(500)	15	5
Д220А	Si	70	(50)	1,5	50	(500)	15	5
Д220Б	Si	100	(50)	1,5	50	(500)	15	5
Д223	Si	(50)	(50)	1	50	20		
Д223А	Si	(100)	(50)	1	50	20		
Д223Б	Si	(150)	(50)	1	50	20		
КД504А	Si	40	(240)	2	500	(2)		
КД509А	Si	50	100	1,1	100	(4)	4	0
КД510А	Si	50	200	1,1	200	(4)	4	0
КД521А	Si	75	50	1	50	(4)	10	0
КД521В	Si	50	50	1	50	(4)	10	0
КД521Г	Si	30	50	1	50	(4)	10	0
КД522А	Si	30	100	1,1	100	(4)	4	0
КД522Б	Si	50	100	1,1	100	(4)	4	0

Regulatory temperatury w zmechanizowanym sprzęcie domowym

Piotr Kurant

Elektronika z trudem wchodzi do sprzętu zmechanizowanego gospodarstwa domowego, niemniej obserwuje się wzrost jej zastosowań zarówno w sprzęcie produkcji krajowej jak i w sprzęcie importowanym, dostępnym na naszym rynku. Dwa podstawowe zagadnienia, jakimi „zajęły się" układy elektroniczne, to: regulacja temperatury i regulacja prędkości obrotów układów napędowych. Celem tego artykułu jest przybliżenie zagadnień i przedstawienie przykładów rozwiązań elektronicznych regulatorów temperatury.

W praktycznych rozwiązaniach elementem przetwarzającym temperaturę w wielkość elektryczną (rezystancję) jest najczęściej termistor. Jest to element, którego rezystancja znacznie zmienia się w zależności od temperatury otoczenia. Charakterystyka rezystancyjno-temperaturowa termistora ma kształt zbliżony do hiperboli w pierwszej ćwiartce układu współrzędnych, tzn. wraz ze wzrostem temperatury rezystancja czujnika maleje. Zależność ta jest nieliniowa. Przez odpowiedni dobór materiałów, z których wykonany jest termistor, można wpływać na położenie tej charakterystyki względem osi rezystancji i temperatury, czyli formować przetworniki stosownie do wymaganych parametrów.

Kilka przykładów regulatorów temperatury, w których czujnikiem jest termistor, może dostarczyć krajowy sprzęt gospodarstwa domowego.

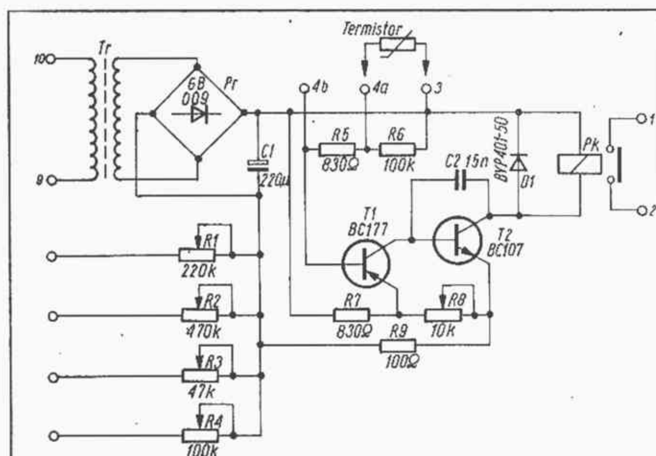
Regulator RTEP-2

Regulator ten zastosowano do utrzymania zadanej temperatury kąpieli piorącej w automacie pralniczym „Luna 385-A". Schemat regulatora oraz rozmieszczenie elementów na płycie montażowej przedstawiono na rys. 1 i 2.

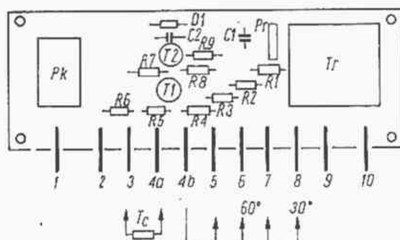
Działanie regulatora jest oparte na zasadzie niezrównoważonego mostka prądu stałego. W gałęzi równowagi jest włączone złącze baza-emiter tranzystora T1 (rys. 1).

Gałęzie mostka stanowią następujące rezystory:
gałąź 1: R5+R6 i termistor
gałąź 2: R7
gałąź 3: R8+R9
gałąź 4: w zależności od wybranego zakresu temperatury jeden lub dwa równoległe rezystory z zestawu R1÷R4.

Tranzystory T1 i T2 stanowią wzmacniacz błędu, który w chwili zmiany polaryzacji napięcia nierównowagi steruje pracą przekaźnika, załączającego gałkę automatu.



Rys. 1. Schemat regulatora RTEP-2



Rys. 2. Schemat montażowy regulatora RTEP-2

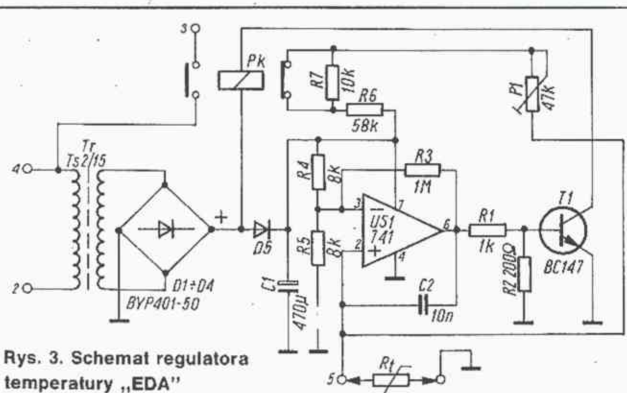
na wyjściu wzmacniacza stan nasycenia, tzn. napięcie równe zeru lub napięciu zasilania, zależnie od tego, które z wejść wzmacniacza ma wyższy potencjał. Wejście odwracające (3) wzmacniacza jest spolaryzowane stałym potencjałem (ok. 6 V) z dzielnika R4–R5, natomiast na wejściu nieodwracającym (2) występuje potencjał uzyskany z dzielnika złożonego z termistora Rt oraz połączonych szeregowo potencjometru P1, rezystorów R6 i R7. Potencjał ten zmienia się wraz z temperaturą (zmiana rezystancji termistora).

Jeżeli temperatura rośnie, maleje rezystancja termistora i tym samym maleje potencjał na wejściu (2) wzmacniacza. Jeżeli będzie on mniejszy od potencjału na wejściu (3), na wyjściu wzmacniacza pojawi się napięcie bliskie napięciu zasilania, które przez dzielnik R1 i R2 wysterowuje tranzystor T1; płynie prąd kolektora, przełącza się przekaźnik Pk. W wyniku przełączenia przekaźnika zostają zwarte zaciski 3–4 regulatora powodując uruchomienie agregatu chłodniczego. W wyniku otwarcia styków pomocniczych przekaźnika zostaje włączony do obwodu rezystor R7 co dodatkowo zmniejsza potencjał wejścia (2) wzmacniacza i stabilizuje stan pracy układu. Gdy temperatura się obniża, następuje proces odwrotny. Rośnie rezystancja termistora R_T, rośnie potencjał wejścia (2) wzmacniacza i gdy przekroczy on wartość potencjału wejścia (3), wzmacniacz zmieni stan pracy i napięcie na wyjściu stanie się równe 0. Tranzystor T1 zostaje zablokowany a przekaźnik

Mostek jest zasilany z lokalnego zasilacza, złożonego z transformatora Tr, prostownika Pr i kondensatora filtrującego C1. Dioda D1 ma za zadanie rozładowanie energii zgromadzonej w przekaźniku w chwili komutacji oraz zabezpieczenie tranzystora T2. Rezystory czwartej gałęzi mostka są włączane przełącznikiem, którego algorytm łączeń przedstawiono w tablicy.

Algorytm łączeń przekaźnika

Nastawa	Styki zwarte	Styki rozwarte
Z		wszystkie
30°C	1–3 1–4	1–3 2–4 2–5
40°C	1–3 1–4	2–4 2–5
60°C	2–4	1–3 1–4 2–5
95°C	2–4 2–5	1–3 1–4



Rys. 3. Schemat regulatora temperatury „EDA"

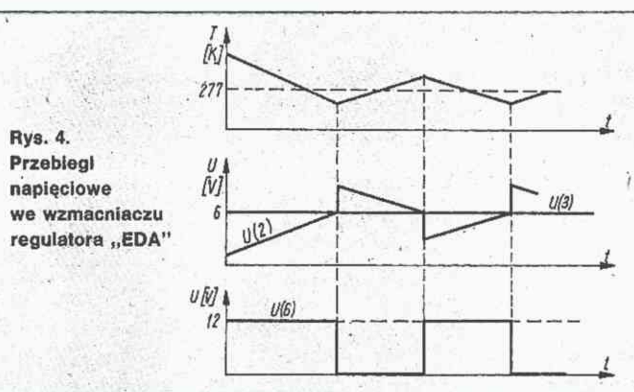
Regulator schładzarki do mleka prod. ZZSD „EDA" w Poniatowej

Termostat elektroniczny schładzarki do mleka produkowany w ZZSD „EDA" w Poniatowej ma za zadanie utrzymywać stałą temperaturę komory schładzarki wynoszącą 277K z dokładnością nie gorszą niż ±0,5K. Regulatory mechaniczne nie umożliwiają dotrzymania takiej dokładności, a poza tym nie dają się płynnie regulować. Wad tych jest pozbawiony układ elektroniczny, którego schemat przedstawiono na rys. 3.

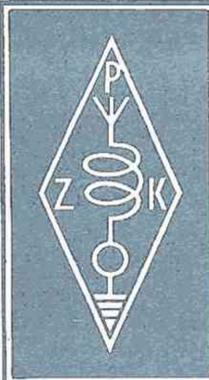
Transformator Tr, diody D1÷D5 oraz kondensator elektrolityczny C1 stanowią układ zasilania urządzenia. Przekaźnik Pk jest zasilany bezpośrednio napięciem tętniącym po prostowniku, natomiast pozostała część układu — napięciem 12 V przez diodę D5 i kondensator C1.

Głównym elementem układu jest wzmacniacz operacyjny US1 pracujący w układzie zasilania niesymetrycznego z dużym wzmocnieniem napięciowym. Wzmocnienie to teoretycznie wyznacza stosunek wartości rezystancji sprzężenia wyjście–wejście (rezystor R3) do rezystancji wejściowej (ponieważ nie zastosowano dodatkowego rezystora, wzmacniacz pracuje z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego). W wyniku dużego wzmocnienia wzmacniacza (20 000 V/V) minimalna różnica napięć na wejściach odwracającym i nieodwracającym ustala

odłączony, rozwierając zaciski 3–4 regulatora. Agregat wyłącza się, jednocześnie zostaje zwarty rezystor R7 zwiększając dodatkowo napięcie na wejściu (2). Przełączanie rezystora R7 zapewnia więc stabilność pracy układu, a wartość tego rezystora decyduje o strefie nieczułości regulatora. Potencjometr montażowy P1 służy do skalowania regulatora na żądaną temperaturę. Kondensator C2 kompensuje wzmacniacz częstotliwościowo (zmniejsza wzmocnienie dla składowej zmiennej). Przebiegi napięciowe na wejściach i wyjściu wzmacniacza przedstawiono na rys. 4. Cd. na str. 29



Rys. 4. Przebiegi napięciowe we wzmacniaczu regulatora „EDA"



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK — Nr 2 (349) • LUTY 1990

60 lat Polskiego Związku Krótkofalowców

Rok 1990 jest rokiem 60-lecia Polskiego Związku Krótkofalowców. Jest to znacząca rocznica nawet w krótkofalarstwie światowym, gdyż jedynie niewielka liczba związków może się pochwalić takim stażem organizacyjnym.
Droga, jaką przeszedł nasz Związek nie była łatwa. Szczególnie dotyczy to historii powojennej. Tu należy podkreślić, że dzięki uporowi i mądrze prowadzonej polityce organizacyjnej ówczesnych działaczy, reaktywowany w 1957 r. Polski Związek Krótkofalowców przetrwał wszystkie „burze" jako jedyny w pełni samodzielny Związek Krótkofalarski w obozie krajów socjalistycznych.
Znaczenia i zasług Związku w minionym 60-leciu nie będziemy podkreślać i wymieniać, gdyż są niezaprzeczalne. Natomiast chcąc uczcić tę znaczącą rocznicę dla krótkofalarstwa polskiego będziemy się starać zamieszczać w br. wspomnienia i ciekawostki z życia krótkofalowców tamtych lat na podstawie posiadanych materiałów źródłowych. Są to tematy naprawdę ciekawe, a zarazem niekiedy jakoś dziwnie nam bliskie. W wielu przypadkach problemy, z którymi się borykali nasi koledzy sprzed pół wieku jakoś się nie zestarzały i tu nasuwa się pytanie, czy nie należałoby częściej sięgać do historii biorąc lekcję bezkolizyjnego rozwiązywania spraw.
W celu przybliżenia szerszemu ogółowi atmosfery jaka towarzyszyła powstaniu Polskiego Związku Krótkofalowców wystarczy sięgnąć do miesięczników „Krótkofalowiec Polski" sprzed 1930 r., z których wynika, że prowadzona była dość szeroka dyskusja nad profilem organizacyjnym, nazwą i siedzibą przyszłej organizacji.
Główne dysputy prowadzone były między największymi na ówczesne czasy klubami w Polsce, tj. Lwowskim Klubem Krótkofalowców (LKK) a Polskim Klubem Radio Nadawców (PKRN) w Warszawie. Gwoli ścisłości należy przypomnieć, że „LKK jako pierwszy wysunął projekt (na Walnym Zgromadzeniu w dniu 16 grudnia 1928 r.) stworzenia nowej ogólnopolskiej organizacji krótkofalarskiej, ponieważ Władze życzyły sobie mieć czynnik kierujący blisko siebie, w Warszawie, oraz zadowolić wszystkich polskich krótkofalowców" (cytat z KP nr 10 z 1929 r.).
LKK proponował utworzenie „Polskiego Związku Klubów Krótkofalarskich" (będącego Związkiem Klubów Okręgowych), natomiast PKRN w Warszawie „Polskiego Związku Krótkofalowców".
W wyniku zjazdu delegatów klubów, w czerwcu 1929 r., któremu patronował Instytut Radiotechniczny w Warszawie sprawa została „przypieczętowana", jak to określił LKK, i rozpoczęto prace przygotowawcze do pierwszego konstytucyjnego walnego zgromadzenia PZK. W styczniowym numerze KP z 1930 r. ukazał się Komunikat Instytutu Radiotechnicznego następującej treści:
„Prace obradującego przy Instytucie Radiotechnicznym Komitetu Organizacyjnego I-go Ogólnopolskiego Zjazdu Krótkofalowców, który odbędzie się jednocześnie z I-wszym Walnym Zgromadzeniem członków nowopowstającego Polskiego Związku Krótkofalowców (PZK), posuwają się pomyślnie naprzód.
Komitet Organizacyjny Zjazdu znalazł poparcie tak moralne, jak również materialne i organizacyjne ze strony zainteresowanych Ministerstw, przedstawiciele których biorą czynny udział w pracach Komitetu wylonionego z obradującej przy Instytucie Komisji dla fal krótkich. Wielkie zainteresowanie Zjazdem i mającą być podczas Zjazdu wystawą sprzętu krótkofalarskiego, wykazały polskie firmy radiotechniczne, spośród których należy specjalnie wymienić Państwowe Zakłady Inżynierii, Państwową Wytwórnię Łączności, oraz Polskie Zakłady Philipsa, które nie tylko obiecały wziąć czynny udział w wystawie wyrabianego przez nich sprzętu krótkofalowego, lecz i okazały już Komitetowi Organizacyjnemu daleko idącej pomocy materialnej.
Materialna pomoc instytucji Państwowych i wyżej wspomnianych firm, daje możność Komitetowi okazać ze swej strony pomoc prowincjonalnym Klubom Krótkofalowym w zmniejszeniu ich wydatków na delegowanie na Zjazd swych przedstawicieli, oraz zabezpieczyć uczestnikom Zjazdu tani pobyt w Warszawie. Program Zjazdu, który w najbliższym czasie będzie opublikowany przewiduje, oprócz obrad, szereg odczytów, oraz zwiedzenie placówek przemysłowych. — Zjazd odbędzie się w dniach od 22 do 24 lutego roku bieżącego"
Natomiast KP z lutego 1930 r. pod wiele znaczącym tytułem „WIELKI DZIEŃ KRÓTKOFALARSTWA POLSKIEGO" zamieścił sprawozdanie z obrad Zjazdu, które przytoczę w całości jako bardzo znamienne i oddające atmosferę tamtych lat.
„W dniach 22–24 lutego br. odbył się w Warszawie pierwszy Zjazd krótkofalowców polskich, zorganizowany przez Instytut Radiotechniczny w Warszawie.
W dniu 22-go lutego w sali Instytutu Radiotechnicznego otworzył obrady Zjazdu p. prof. Sokolcow, przy obecności około150 delegatów. W otwarciu Zjazdu wzięli udział: p. generał Kwaśniewski, jako reprezentant wojskowości, delegat Misterstwa Poczt i Telegrafów, oraz delegaci zainteresowanych czynników państwowych.
Głównym celem i zadaniem Zjazdu było utworzenie jednego ogólnopolskiego związku krótkofalowców pod nazwą: Polski Związek Krótkofalowców (PZK). Prace w tym kierunku rozpoczęły się też bardzo intensywnie zaraz tegoż dnia po południu, gdzie wyłoniono komisje: statutową, mandatową i programową. Komisja mandatowa wktótce podała do wiadomości, iż zweryfikowano pełnomocnictwa, ustalając ogólną ilość upoważnionych do głosowania na 352. Najtrudniejsze były prace komisji statutowej, gdyż tu dopiero uwydatniały się zasadnicze różnice poglądów poszczególnych dotychczas istniejących organizacji krótkofalarskich, na wygląd przyszłego ogólnego związku krótkofalowców. W dotychczas opracowanym, jako projekt statucie, dominowała idea supremacji jednego z istniejących klubów, który przemieniwszy się w centralę, objąłby naczelne stanowisko w krótkofalarstwie polskim, podczas gdy inne kluby w ramach autonomicznego samorządu podlegałyby jednak istotnie jako oddziały regimowi jednego klubu, który by objął rolę centrali. Przeciw takiemu ujęciu sprawy wyłoniła się opozycja, w której szeregach stanęły obok siebie LKK, WKK, KKK, a w dużej mierze i PKRN Poznań i po długich debatach uzgodniono ostatecznie nowy projekt statutu, który różni się zasadniczo od pierwszego, w istocie organizacji.
I tak utworzono jednolitą organizację krótkofalowców w Polsce, opierając się na podziale Polski na okręgi. Chwilowo utworzono 5 takich okręgów, a to: Warszawa, Lwów, Wilno, Poznań i Kraków. Każdy okręg jest jednostką administracyjną zupełnie samodzielną

i jedynie luźnie związaną z centralą. W ten sposób wszystkie okręgi tworzą jednostki równorzędne, a zarządy tychże, nie są w najmniejszej mierze wzajemnie od siebie zależne, lecz jako równorzędne podlegają jedynie administracyjnie ponad nimi wszystkimi stojącemu centralnemu Zarządowi PZK.

W ten sposób uniemożliwiono supremację jednego klubu nad innymi, sprowadzając wszystko do zupełnej równorzędności. Tak stworzono podstawy do zdrowej i korzystnej emulacji pomiędzy klubami okręgowymi, których żywotność leży teraz już jedynie w ich własnych rękach i których znaczenie indywidualne zależy jedynie od ich aktywności, a nie rozpłynie się w morzu ogólnej organizacji, która by właśnie dawała pole do „dolce far niente". Gdyż tylko możność okazania indywidualnych rezultatów jest najlepszym bodźcem do wytężonej pracy, która sumując się da imponujący wynik ogólnopolski. W ten sposób poprawiony statut, został prawie jednomyślnie przyjęty przez Walne Zgromadzenie i doniosłe zadanie zjednoczenia polskiego krótkofalarstwa zostało spełnione. Z kolei wybrano Zarząd PZK, w skład którego weszły jednostki dające pełną gwarancję, iż PZK będzie stał jedynie na stanowisku bezstronnego rozwoju polskiego krótkofalarstwa ku dobru Państwa. W skład prezydium weszli: p. prof. Groszkowski, jako prezes, p. inż. Siennicki, jako zastępca, oraz p. prof. Sokolcow i p. Cichowich. Do Zarządu weszli oprócz tego delegaci z każdego okręgu w liczbie po dwu na okręg.

Komisja programowa opracowała całokształt przyszłych prac krótkofalarstwa, które oparły się o współpracę z wojskowością. Ze swej strony przedstawiciele tak wojskowości, jak i innych czynników państwowych okazali pełne zrozumienie dla znaczenia krótkofalarstwa z punktu widzenia Państwa i obiecali daleko idące ułatwienia i poparcie.

Na tym miejscu Zarząd PZK poczuwa się jeszcze raz do obowiązku złożenia im najgorętszego podziękowania. Ustalono dalej, że centrala kart QSL pozostaje nadal we Lwowie, a zarazem ogłoszono Krótkofalowiec Polski wychodzący we Lwowie, za organ oficjalny PZK. Po uchwaleniu jeszcze drobnych spraw zamknięto Walne Zgromadzenie. Dzięki z jednej strony usilnym staraniom Komitetu organizacyjnego, a z drugiej strony dzięki jednolitemu stanowisku Klubów, tworzących na forum Zgromadzenia większość, powstało to wielkie dzieło zjednoczenia, króre pozwoli Polsce wybić się na jedno z naczelnych stanowisk w ruchu krótkofalarskim świata".

O czym mówiono przed 60 laty

■ Stacja SP3AR ze Lwowa donosi, że „zaokrągliła" swój DX nadawczy do 70 państw. Siedemdziesiątym z rzędu państwem jest VQ3 (Tanganika). W czasie ostatnich kilku miesięcy SP3AR pracował regularnie z sześcioma kontynentami, z mocą nie przekraczającą nigdy 20 do 30 W.

■ Stacja SP3LR przeprowadza obecnie próby nadawania na fali 10 m (28 MHz). Próby odbywają się codziennie od godz. 11–12 GMT. Moc stacji wynosi 30 W.

■ SP1AB z Wilna osiągnął na QRP w pasmie 20 m Nową Zelandię.

■ Konkurs skoków na Krokwi podczas międzynarodowych zawodów narciarskich w Zakopanem transmitowały dwie lwowskie stacje: SP3FQ na fali 40,5 m i SD3DL na fali 43,5 m. Transmisja wypadła doskonale i była pilnie śledzona przez polskich krótkofalowców.

■ Do klubu LKK przystąpiły pierwsze „YL"! SP3HB z Przemyśla, żona znanego tamtejszego nadawcy SP3FX oraz pierwsza polska YL, pani SP3YL (dawniej SP3PYL), żona znanego poznańskiego krótkofalowca SP3PB. Pani SP3YL w ciągu kilku zaledwie miesięcy osiągnęła mimo małej mocy wspaniałe wprost wyniki, pracując z wieloma stacjami Ameryki Północnej i Południowej, oraz z szeregiem bliższych DX. W ten sposób polska „nadawczyni" wysunęła się na czoło wszystkich europejskich YLs!

■ Niebywałe zdarzenie w historii krótkofalarstwa polskiego! Dyrekcja Poczt i Telegrafów w Poznaniu skorzystawszy z informacji zamieszczonej w „Tygodniku Radiowym", w którym były wymienione nazwiska osób nagrodzonych medalami rządowymi i innymi na Międzynarodowej Wystawie Komunikacji i Turystyki w Poznaniu, poleciła opieczętować wszystkie stacje. Urzędnik załatwiający „opieczętowanie" często nie odróżniając nadajnika od odbiornika, opieczętował i odbiorniki. Nawet zdarzył się wypadek opieczętowania przyrządu do ładowania akumlatorów. Vy congrats hi hi!!! Zatem większość stacji poznańskich jest QRT!

■ Przystąpiła do klubu pierwsza lwowska YL-ka, czwarta z kolei w Polsce, a druga w distrikcie lwowskim. Jest nią sławna polska artystka filmowa p. Maria Bogda SP3HR. Łatwo sobie wyobrazić poruszenie jakie ten fakt wywołał w lwowskim świecie krótkofalarskim? Przyczyniło się to też niebywale do wzrostu aktywności nadawców, na razie we Lwowie, lecz wkrótce z pewnością w całej Polsce.

■ Pierwsze QSO: Polska-Sumatra, Polska-Persja i Polska-Abisynia nawiązała lwowska stacja SP3AR ze stacjami PK4AZ, RV1G i Fa8BAK. Ponadto SP3AR nawiązał swe setne QSO ze Stanami Zjednoczonymi, była to stacja W8DJV.

■ SP3FU ze lwowa montuje nadajnik na motocyklu i ma zamiar w sezonie letnim przeprowadzić szereg prób, także w czasie jazdy.

■ W najbliższym czasie odbędą się próby LKK nadawania podziemnego w Grotach Miodowych pod Lwowem. Wszyscy polscy nasłuchowcy będą zawiadomieni o terminie, celem uczestniczenia w próbach.

■ Stacja SP1AB z Wilna osiągnęła połączenie QRP z okrętem meksykańskim znajdującym się w pobliżu Fidżi. Jest to wspaniałe i trudne zwłaszcza na QRP połączenie DX-owe.

■ Podsłuchane w eterze, w Wilnie. Szwedzka stacja amatorska z Göteborga (Mr. John Fr. Karlson) nadaje do naszej amatorki, panny Heleny Malinowskiej z Poznania telegram w dosłownym brzmieniu: SP3KYL de SM6UA — here msg de SMØIO via SM3UA. Pani ma cudowne oczy i 73 i 88 i kocham — I will send it to in letter.

■ Najbardziej znana stacja rumuńska CV5AF z Bukaresztu (ppor. Cezar Bratescu), jest stale QRV dla polskich hams. CV5AF dziękuje za nasłuchy wszystkim polskim krótkofalowcom, którzy go odebrali i wdzięczny będzie za dalsze obserwacje. CV5AF spodziewa się bawić niezadługo we Lwowie.

■ Próby przesyłania obrazów na falach krótkich przeprowadzają codziennie stacje z Nauen i Buenos Aires. Nadawania rozpoczynają się o godz. 22.00 GMT. Nauen pracuje na fali 26,22 m, Buenos Aires na fali 29 m. W przerwach przeprowadzają obustronne rozmowy telefoniczne.

■ Nadawanie krótkofalowca z Melbourne udało się odebrać w samolocie na wysokości przeszło 1000 m, w sile głośnika.

■ Straszna zemsta. Z Wajkiki (USA) donoszą, że rozwścieczony tłum tamtejszych krótkofalowców powiesił pewnego niepoprawnego a wielce dokuczliwego „acowca" (osoba zasilająca nadajnik prądem zmiennym, nie prostowanym) na suchej gałęzi kaktusa! Cieszy nas, że u nas podobny incydent nie może mieć miejsca, gdyż jak wiadomo, u nas (specjalnie we Lwowie) „acowców" już nie ma nawet na lekarstwo, hw?

■ Amerykanin W3AVK odbywa podróż dookoła świata. Obecnie przebywa w Europie i odwiedza krótkofalowców wszystkich państw. Dla uzyskania bezpłatnego przejazdu okrętami przyjmuje posadę majtka i w ten sposób odrabia cenę przejazdu.

■ Nowojorska straż pożarna zaopatrzyła wszystkie swe samochody w stacje krótkofalowe nadawczo-odbiorcze, które umożliwiają prowadzenie akcji ratunkowych z centrali. Przypominamy, że w Europie wiedeńska straż pożarna ma już od roku takie aparaty, które okazały się bardzo praktyczne i przyczyniają się do znacznego usprawnienia akcji ratowniczych.

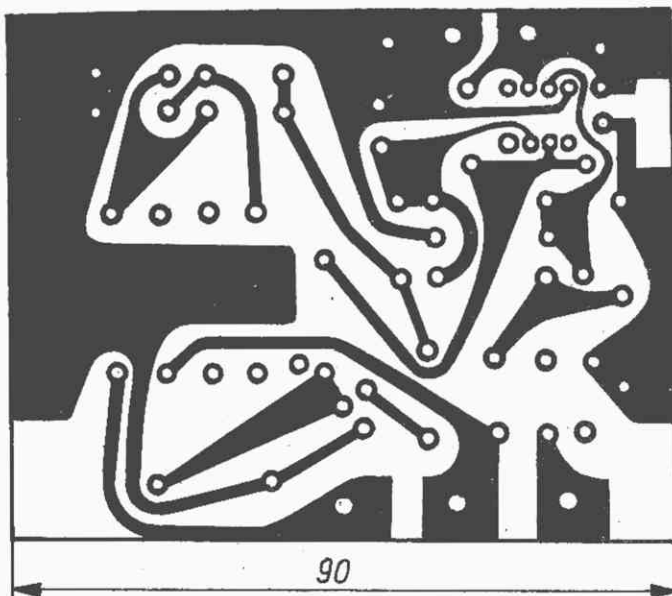
■ Stacja UØSX uzyskała QSO ze stacją okrętu Eleonor Boling (WFAT), wchodzącego jak wiadomo w skład ekspedycji Byrda. QSO to jest o tyle ciekawe, że moc stacji UØSX wynosiła tylko 16 W.

■ Słynny lotnik francuski Le Brix podejmuje rajd do Indochin, znak wywoławczy samolotu FAJHU, fala 28 m.

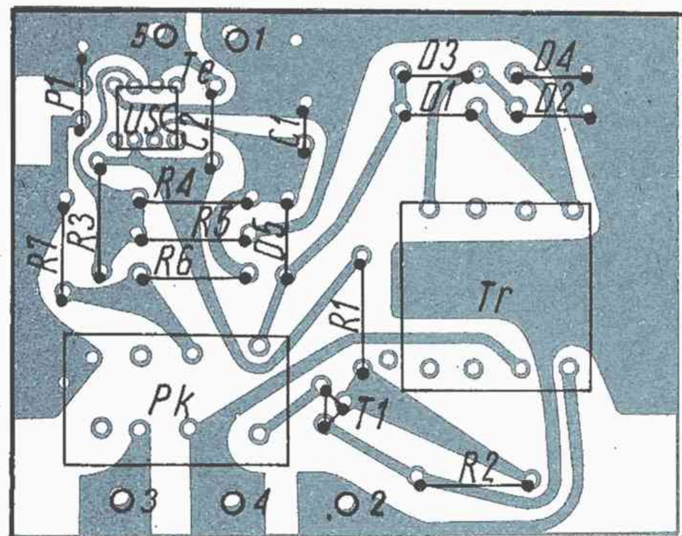
■ Ostrożnie z DX-ami na 20 m! Pojawiły się tam m.in. stacje VS2UX, VS6AA i VS7CO, które jak się okazało znajdują się w ... Rosji i Finladii! Pomysłowi ci nadawcy, nie mogąc się doczekać odpowiedzi na swe nadawanie na AC nie prostowanym, uciekli się do tak niedowcipnej zmiany znaku.

Opracował na podstawie materiałów źródłowych SP8TK

 — Cd. ze str. 25

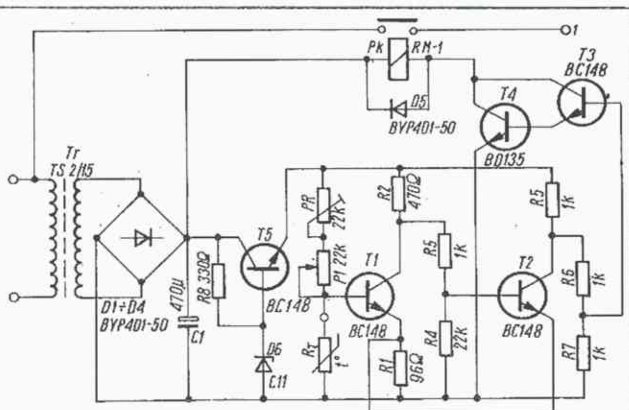


Rys. 5. Płytka drukowana regulatora „EDA"



Rys. 6. Rozmieszczenie elementów na płytce regulatora „EDA"

Schemat regulatora przedstawiono na rys. 7.
Napięcie stałe zasilające układ elektroniczny uzyskuje się z zasilacza z transformatorem Tr i zespołem diod D1÷D4. Bezpośrednio z kondensatora filtrującego C1 jest zasilana cewka przekaźnika Pk. Część układu, która pobiera mało prądu jest zasilana przez stabilizator z elementami T5, D6 i R8. Głównym elementem układu jest przerzutnik z tranzystorami T1 i T2. Wspólny rezystor emiterowy tych tranzystorów stabilizuje punkt pracy i stanowi element sprzężenia zwrotnego, przez co zapewnia stabilną pracę przerzutnika.
Załóżmy, że cykl pracy zaczyna się w momencie, gdy tranzystor T1 jest zablokowany, a tranzystor T2 przewodzi. Na wyjściu przerzutnika (kolektor tranzystora T2) jest potencjał rzędu 0,6 V, ogrzewacz jest wyłączony, temperatura otoczenia maleje, rośnie więc rezystancja czujnika termistorowego R_T. W wyniku tego rośnie potencjał bazy tranzystora T1 zasilanej z dzielnika złożonego z potencjometrów PR i P1 oraz termistora R_T. Kiedy potencjał bazy tranzystora T1 wzrośnie na tyle, że tranzystor zaczyna przewodzić, spada potencjał jego kolektora, a w ślad za nim potencjał bazy tranzystora T2. Tranzystor T2 zostaje zablokowany, rezystor R1 proces ten przyspiesza. Napięcie wyjściowe, czyli napięcie kolektora tranzystora T2 szybko rośnie do wartości napięcia zasilania. Przez dzielnik R6–R7 jest sterowany tym napięciem układ Darlingtona, złożony z tranzystorów T3 i T4; zostaje włączony przekaźnik Pk, zwierając zaciski 1–2 regulatora. Zostaje uruchomiony ogrzewacz, temperatura czujnika rośnie i pro-



Rys. 7. Schemat regulatora temperatury w ogrzewaczu OTW-2E

Regulator jest zmontowany na płytce drukowanej z rys. 5 o rozmieszczeniu elementów przedstawionym na rys. 6.

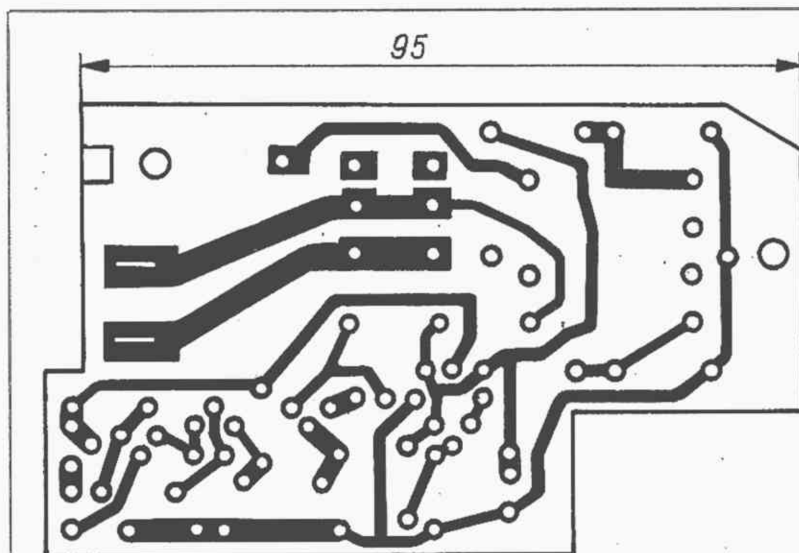
Regulator do ogrzewacza wentylatorowego OTW-2E

Do ogrzewacza OTW-2E zastosowano elektroniczny regulator temperatury, utrzymujący automatycznie temperaturę w ogrzewanym pomieszczeniu na zadanym poziomie. Powoduje to mniejsze zużycie energii elektrycznej, dlatego też w oznaczeniu typu ogrzewacza dodano literę E — ekonomiczny. Na zewnątrz ogrzewacza jest wyprowadzony potencjometr obrotowy, którym można nastawić żądaną temperaturę w granicach 283÷303 K (10÷30°C). Termistorowy czujnik regulatora jest umieszczony w tylnej nóżce ogrzewacza, czyli jest maksymalnie uniezależniony od temperatury urządzenia i znajduje się w temperaturze otoczenia. Gdy temperatura otoczenia osiągnie żądaną wartość, regulator wyłącza całe urządzenie, a włącza je ponownie, gdy temperatura spadnie. Wynika z tego, że w pomieszczeniu o temperaturze wyższej niż 303 K włączenie ogrzewacza jest niemożliwe.

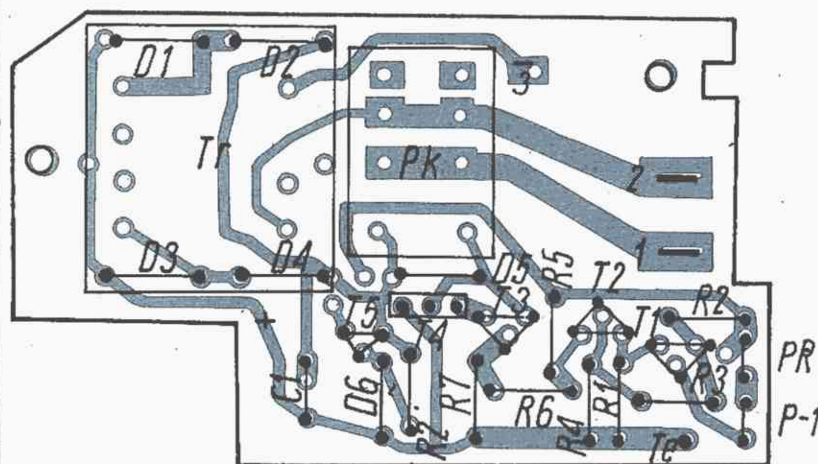
ces przełączenia przebiega w odwrotnej kolejności: spada rezystancja termistora R_T, spada potencjał bazy tranzystora T1, rośnie potencjał jego kolektora, sterując bazę tranzystora T2. Tranzystor T2 zaczyna przewodzić, napięcie na jego kolektorze zmniejsza się, przekaźnik zostaje odłączony.
Dioda D5 rozładowuje energię zgromadzoną w indukcyjności cewki przekaźnika w czasie przełączania i zabezpiecza tranzystory T3 i T4. Potencjometr montażowy PR służy do kalibracji regulatora, natomiast potencjometr P1 jest dostępny dla użytkownika i służy do nastawienia żądanej temperatury w granicach 283÷303 K (10÷30°C).
Regulator jest wykonany na płytce laminowanej (rys. 8) a rozmieszczenie elementów przedstawiono na rys. 9.

Wskazówki serwisowe

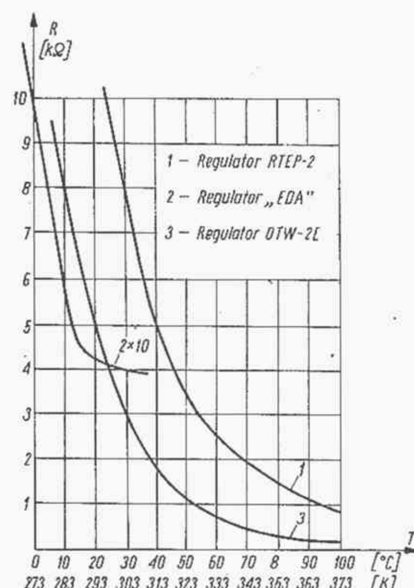
Znając budowę wyżej opisanych regulatorów niejeden z czytelników podejmie próbę ich naprawy. Aby to ułatwić, na rys. 10 przedstawiono charakterystyki rezystancyjno-temperaturowe zastosowanych w nich termistorów. Charakterysty-



Rys. 8. Płytka drukowana regulatora w ogrzewaczu OTW-2E



Rys. 9. Rozmieszczenie elementów na płytce regulatora OTW-2E



Rys. 10. Zestawienie charakterystyk termistorów zastosowanych w opisanych regulatorach.

ka nr 2 regulatora „EDA" jest narysowana w innej skali osi rzędnych (aby określić wartość rezystancji należy odczytaną wartość pomnożyć przez 10).

Znając wartości nominalne rezystancji termistorów można dokonać naprawy regulatora poza urządzeniem, w którym jest montowany. Transformator należy zasilić napięciem sieciowym i w miejsce, gdzie normalnie montowany jest termistor, należy przyłączyć potencjometr o odpowiedniej rezystancji lub korzystniej — rezystor dekadowy. Taki układ symulacyjny umożliwia zarówno kalibrowanie regulatora dla zadanej temperatury, jak i sprawdzenie jego działania. Objawem prawidłowej pracy regulatora jest fakt przełączania przekaźnika przy odpowiednich nastawach rezystancji, co można kontrolować np. omomierzem dołączonym do styków przekaźnika.

***

Opisane wyżej trzy regulatory temperatury pracują na tej samej zasadzie. Czujnikiem temperatury jest termistor, przy czym charakterystyka termistora jest dobrana odpowiednio do zakresu pracy regulatora (rys. 10) tak, że każdy z nich pracuje na prostoliniowej części swej charakterystyki. Zapewnia to wymaganą czułość układu. Różnice w układzie elektronicznym polegają jedynie na innym wykonaniu wzmacniacza błędu. W zasadzie jednak, układy te mogłyby być zastąpione wzajemnie, jeden przez drugi, po odpowiednim przeregulowaniu. Charakterystyczny pozostaje jedynie sam termistor.

Najbardziej interesującym z przedstawionych rozwiązań wydaje się być regulator, zaproponowany przez ZZSD „EDA". Wykorzystuje on monolityczny wzmacniacz operacyjny, co zapewnia pewność i szybkość jego przełączenia.

Tranzystor przełączający przekaźnik pracuje tu w bardzo łagodnych warunkach termicznych, gdyż nie istnieje tu w zasadzie stan przejściowy — jest tylko stan przewodzenia lub stan nieprzewodzenia.

Zupełnie inaczej wygląda to w regulatorze RTEP-2, zwłaszcza biorąc pod uwagę fakt, że grzanie wody w automacie pralniczym „Luna" może się odbywać przy zmniejszonej mocy grzałki, co czas trwania stanu nieustalonego może przedłużyć do paru sekund. Rezultatem może być przegrzewanie tranzystora wykonawczego T2. Dla zainteresowanych bliżej teorią poruszonych tu zagadnień, polecamy lekturę uzupełniającą.

[1] Nührmann D.: Elektronika łatwiejsza niż przypuszczasz. WKŁ 1987
[2] Lebson S.: Podstawy miernictwa elektrycznego. Wyd. 2 WNT W-wa 1970
[3] Łapiński M., Włodarski W.: Miernictwo elektryczne wielkości nieelektrycznych — czujniki pomiarowe. Wyd. 2. WNT W-wa 1970
[4] Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ 1980

□

Międzynarodowa wystawa radiowa w Berlinie Zachodnim

KORESPONDENCJA WŁASNA

Tegoroczna Wystawa Radiowa — IFA '89 odbyła się pod znakiem zaawansowanej cyfryzacji sygnałów dźwiękowych i wizyjnych w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku, zwiększonej liczby radiowych i telewizyjnych stacji satelitarnych oraz rozwoju HDTV (patrz poprzedni nr „Re"), czyli telewizji o najlepszej obecnie jakości obrazu i dźwięku; ten ostatni porównuje się z dźwiękiem uzyskiwanym z płyty kompaktowej (CD). Jakkolwiek płyty czy odtwarzacze CD nie należą już do nowości, pozostają wzorcem jakości odtwarzanego dzwięku. Mimo to, a może właśnie dlatego, są czynione nieustannie próby dalszego doskonalenia. Przykładem może tu być, opracowana przez firmę Philips, nowa technika obróbki sygnału cyfrowego, tzw. New Bitstream. Jest to, mówiąc skrótowo, precyzyjny przetwornik a/c, w którym przyczyny nieliniowości są eliminowane w źródle zamiast w dalszych stopniach, a samo przetwarzanie na sygnał analogowy odbywa się na końcowym etapie procesu.

Doskonali się również kolumny głośnikowe. I tak, np. firma Philips zaprezentowała szerokopasmowe (45 Hz — 20 kHz) 100-watowe kolumny, składające się z głośnika niskotonowego i oddzielnych, wielokierunkowych głośników w kształcie piramidy, przenoszących średnie i większe częstotliwości akustyczne.

W przyszłości odtwarzacze CD będą mogły nie tylko odtwarzać, lecz również zapisywać i kasować nagranie np. na płytach magnetooptycznych — MOD (ang. Magneto-Optical Disk), kompatybilnych z CD, dzięki specjalnemu systemowi, zwanemu MSC (ang. Multi adapitve Spectral audio Coding) — opracowanie firmy Thomson. W systemie tym sygnał dzwiękowy podlega cyfrowej kompresji podczas zapisu, ze współczynnikiem 4, i dekompresji podczas odczytu. Otwiera to duże możliwości „mieszanych" zastosowań w których sygnałowi dźwiękowemu mogą towarzyszyć teksty, nieruchome obrazy lub nawet obraz telewizyjny.

Płyty CD już obecnie mogą dostarczyć graficznej informacji podczas odtwarzania nagrań. Mogą to być teksty piosenek, wzory matematyczne lub wyjaśnienia technicznych wykresów, czy jakakolwiek wizualna informacja. Wyświetlenie odbywa się wówczas na dołączonym monitorze telewizyjnym, jak np. w ofercie firmy JVC. W odtwarzaczu DP 100CD firmy Thompson teksty pojawiają się na wbudowanym wyświetlaczu alfanumerycznym, w języku francuskim, angielskim lub niemieckim. Największym jednak osiągnięciem w zakresie takich „mieszanych" zastosowań jest płyta, podczas odtwarzania której, dźwiękowi towarzyszy obraz telewizyjny, czyli płyta CDV.

Wiele firm, np. Sony, Piooner, Philips, Marantz, Grunding,. Panasonic, zaprezentowało w Berlinie odtwarzacze CDV. firmy takie, jak Bertelsman, Sonopress czy Telemedia zapowiedziały swoje zainteresowanie produkcją płyt CDV. Również stanowisko przemysłu filmowego jest ważne w rozwoju tych płyt.

Odtwarzacze CD wyposaża się obecnie w różne urządzenia dodatkowe, ułatwiające obsługę. Firma Nokia-ITT zaprezentowała zmieniacz DP 7980, który umożliwia kolejne odtwarzanie sześciu płyt CD, znajdujących się w urządzeniu. Oznacza to ok. 6 godzin nieprzerwanej muzyki. Można zaprogramować 32 tytuły, a poza tym, wszystkie funkcje sterujące zdalnie — zmieniać program. Zmieniacz SLPC20 (fot.1) opracowano w firmie Panasonic. Można w nim jednorazowo umieścić 5 płyt, natomiast w wyrobie firmy Deja-Accessories — aż 9. Były też odtwarzacze firmy Sharp — MV-D100 (fot. 2), płyt CD o wszystkich formatach. Można w nich zaprogramować do 20 tytułów. Konkurencją dla odtwarzacza CD jest magnetofon DAT (ang. Digital Analog Tape), który zapewnia taką samą jakość odtwarzanego dźwięku. Odtwarzacz DAT, opracowany przez firmę Thomson, ma parametry następujące: maks. czas odtwarzania — 120/240 min., liczba kanałów — 2, szybkość taśmy — 8,150 mm/s szybkość odszukiwania wybranego nagrania — 250 × normalną szybkość, częstotliwość próbkowania — 48 kHz/32 kHz/44,1 kHz (automatycznie wybierana), kwantyzacja — 16 b/próbkę, szybkość przesyłania informacji — 2,64 Mb/s.

Jednak wprowadzenie na rynek zarówno odtwarzaczy DAT, jak również płyt CD-R (ang. Recordable), CD-E (ang. Erasable), CDV, zależy od przyjęcia przez wszystkich producentów jednolitego systemu kopiowania. Najbardziej w tym sensie jest zaawansowany SCMS (ang. Serial Copy Menagement System). Kopiowanie z płyty CD na taśmę jest traktowane jako tworzenie pierwszej kopii, natomiast kopiowanie z tej taśmy to już druga, trzecia i kolejne kopie. System SCMS umożliwia kopiowanie oryginalnego nagrania np. z płyty CD na czystą taśmę DAT bez żadnych ograniczeń. Ponadto można uzyskać nieograniczoną ilość cyfrowych nagrań np. z płyty CD na jednym i tym samym odtwarzaczu DAT.

Cyfrowe odtwarzacze, takie jak DAT, różnią się od tradycyjnych analogowych odtwarzaczy (magnetofonów). Prywatne nagranie wykonane w domu jest równie dobre i może być traktowane jak oryginał, podczas gdy analogowe kopie nie nadają się jako źródło do następnych kopii. System SCMS zabezpieczy więc oryginały przed kopiowaniem w domu, zmniejszy też ilość kolejnych kopii.

Jak wiadomo, odtwarzacze CD znalazły już stałe miejsce w zestawach typu wieża. Nowością jest natomiast wyposażenie w nie radioodbiorników samochodowych. Przykładem takiego nowoczesnego samochodowego radioodtwarzacza, zwanego Car High-End, może być DC 984R firmy Philips (fot. 3). Źródłem dźwięku są w nim: stereo tuner FM i odtwarzacz CD. Moc wyjściowa 4 × 25 W. Optymalny odbiór programu FM zapewnia system AD (ang. Antena Diversity), czyli wybór silniejszego z sygnałów odbieranych przez dwie anteny. Poraz pierwszy w takim urządzeniu zastosowano system FTS (ang. Favorite Track Selection), który będąc standartem w odtwarzaczach CD firmy Philips, umożliwia zaprogramowanie do 25 tytułów.

Jest to również pierwszy CD/OR, w którym zastosowano dekoder do odbioru RDS (ang. Radio Data System), zapewnia kierowcom wiele informacji, m. in. o ruchu drogowym, pogodzie oraz wiadomości. System automatycznie przestraja odbiornik na stację z RDS o najsilniejszym sygnale. System RDS jest rozpowszechniny w Europie Zachodniej. W krajach, w których pracują nadajniki ARI (niem. Autofahrer Rundfunk Information), DC 984R zapewnia odbiór informacji SK i DK (odpowiedniki TP i TA w systemie RDS). Ciekłokrystaliczny (LCD) wyświetlacz wskazuje nazwę stacji, która będzie odbierana, i identyfikator programu. Jak widać, zmieniają się funkcje radioodbiornika samochodowego nie tylko w sensie rozrywkowym, ale również informacyjnym.

Radioodtwarzacze samochodowe, np. Montreal SQR 48 firmy Blaupunkt, mają interesujący sposób zabezpieczenia przed kradzieżą. Odbiornik można włączyć, jeśli klucz, o wyglądzie karty kredytowej (stąd nazwa keycard), znajduje się w odpowiednim otworze.

Cd. na III str. okł.

MODUŁOWE WZMACNIACZE Z PRZETWARZANIEM
o napięciu niezrównoważenia
1 µV, 2 µV, 5 µV, 40 µV

METREX

Przedsiębiorstwo
Usługowo-Wytwórcze sp. z o.o.

Poznań 61-626, ul. Szelągowska 14a
EO/817/89

CZĘŚCI ELEKTRONICZNE pochodzenia zagranicznego za złotówki układy TTL, LS, CMOS, mikroprocesory, stabilizatory, pamięci, tranzystory, diody, tyrystory, triaki, wyświetlacze, LED, LCD...
Krótkie terminy dostaw, atrakcyjne ceny. Pośredniczymy także przy sprzedaży.

„MARITEX"
Gdynia, Bat. Chłopskich 3, tel. 22-02-89, tlx 054622. EO/824/89

ATASERW

43-100 Tychy ul. Lancewicza 46/3, tel. 27-69-66

oferuje świetne rozwiązania sprzętowe do Atari XL/XE:

1. TURBO DOS — wspaniały Dos na kartridżu
2. TOP DRIVE 1050 — samodzielny montaż (recenzja INFORMIK III/88)
3. INTERFEJS CENTRONIKS
4. ROZSZERZENIA PAMIĘCI
5. BASIC XE — kartridż
6. PROGRAMATOR EPROM
7. PROGRAMY UŻYTKOWE

12 miesięcy gwarancji. Informacje i zamówienia telefoniczne (wtorek 8–12, środa, czwartek 16–18) i listownie po otrzymaniu koperty zwrotnej
EO/830/89

PRZEDSIĘBIORSTWO
„S M D"
oferuje z produkcji:
MINIATUROWE PRZETWORNICE
DC/DC +5 V ±12 V 1 W
Informacji udziela Biuro
Przedsiębiorstwa **ul. Bajana 64/23**
54-129 Wrocław tel. 51-03-24
EO/1025/89

Najtańsze elementy i podzespoły elektroniczne w kraju

PPUH „ELEKTRONIX"
sp. z o.o.
Wodzisław Śl. (Rydułtowy) 44-280
ul. Ofiar Terroru 14.
Również sprzedaż wysyłkowa
EO/1051/89



PRZEDSIĘBIORSTWO HANDLOWO-USŁUGOWE
Sp. z o.o.
80-299 Gdańsk, ul. Turlejskiego 30
tel. 52-77-77, fax 52-78-55

OFERUJE

kompleksowe wyposażenie w urządzenia tele-audio-video profesjonalne i powszechnego użytku:

- systemy odbiorcze TELEWIZJI SATELITARNEJ indywidualne i zbiorowe,
- wyposażenie studiów wizyjnych i sal konferencyjnych (OTVC, VCR, videoskopy, miksery wizyjne itp.),
- TELEFAXY i inne urządzenia telekomunikacvine EO/608/89

KLAWIATURY z kontakturą zwierną do instrumentów muzycznych oferuje z powodzeniem od 1982 r. Zakład Elektronicznych Instrumentów Muzycznych, Czesław Putyra, ul. Wadowicka 13/29. (Osiedle Beskidzkie), 43-300 Bielsko-Biała. Informacja listowna — dołączyć zaadresowaną kopertę + znaczki 50 zł. EO/822/89

Układy świetlne do dyskotek, lokali rozrywkowych. Węże, sterowniki, rampy, inne. Układy są opatentowane w Urzędzie Patentowym PRL. Koperta zwrotna ze znaczkiem. Zakład Elektromechaniczny, ul. Szkolna 14a, 44-200 Rybnik, Jerzy Matuszczyk. EO/833/89

VIDEO HEAD SERVICE regeneruje magnetowidowe głowice wizyjne VHS, na specjalistycznej komputerowo sterowanej automatycznej linii technologicznej z zachowaniem parametrów producenta, dla zakładów, oraz osób indywidualnych. Najszybciej, najtaniej, najlepiej, gwarancja, rachunki. Dla zamiejscowych po telefonicznym uzgodnieniu terminu w ciągu 1 godziny. Dla zakładów duża zniżka. Kraków, ul. Gen. Prądzyńskiego 6. tel. 11-03-70. EO/834/89

FANA. Uruchomione płytki układów elektronicznych. 1. Syrena Kojak 2. Dzwonek Słowik 3. Wzmacniacz akustyczny 4. Zasilacz stabilizowany. Zapytania ze znaczkiem 100 zł kierować FANA, 00-950 Warszawa, skr. poczt. 964. EO/835/89

Cewki do zewnętrznego rozmagnesowywania kineskopów kolorowych, niezbędne w każdym punkcie sprzedaży i naprawy telewizorów kolorowych oraz kolorowych monitorów komputerowych oferuje (za zaliczeniem pocztowym) Spółdzielnia Rzemieślnicza „PROBUDUS" pl. Św. M.M. Kolbe 3, 55-200 Oława, tel. 32-561. EO/850/89

Uwaga, Radioamatorzy Rzemieślnicy itp., szeroki wybór podzespołów elektronicznych, również sprzedaż wysyłkowa. Rachunki, cennik — koperta zwrotna. ul. Wojska Polskiego 6/19, 12-200 Pisz. EO/885/89

Sprzedam japońskie diody LED prostokątne, trójnóżkowe = trójkolorowe: czerwony-zielony-pomarańczowy. Większą ilość za zaliczeniem pocztowym. Macewicz, ul. Klaudyny 18/167, Warszawa tel. 33-69-77. EO/886/89

KRÓTKOFALOWCY! Okazyjnie sprzedam odbiornik radiowy Satelit 1400 SL profesjonal. Grundig. Łaskawiec. Chełmek 32, 67-108 Lubięcin. EO/887/89

Przyjmę zamówienia na Bartki oraz na nasłuchowe odbiorniki pięciopasmowe. Orientacyjna cena jednego urządzenia 200 tys. zł. Dla korespondencji — koperta ze znaczkiem. Jacek Maciejewski, Zielona Góra, ul. Budziszyńska 2/48. EO/888/89

Oscyloskop laboratoryjny OS-150 (pasmo 60 MHz) sprzedam. Bydgoszcz, tel. 39-15-03. EO/1028/89

Specjalistyczny serwis poleca swoje usługi w zakresie napraw głowic telewizyjnych wszelkich typów, również za zaliczeniem pocztowym. Gwarancja. Andrzej Kulibaba, 01-911 Warszawa, ul. Andersena 2, tel. 35-57-80. EO/1029/89

Sprzedaż wysyłkowa podzespołów elektronicznych, szeroki asortyment. Również większe zamówienia od rzemieślników przedsiębiorstw, rachunki. Informacje — koperta zwrotna. Tuwima 30, 12-100 Szczytno. EO/1031/89

MIKROELEKTRONIKA OD PODSTAW DLA KAŻDEGO. Błyskawicznie, rewelacyjną metodą — od prawa Ohma do poznania wnętrza komputera. Już ponad 400 hobbystów złożyło mikrokomputer CA80 ukierunkowany na sterowania. Spróbuj i TY! Szczegółowa wielotomowa dokumentacja. Dla CA80 istnieje już kilkadziesiąt aplikacji. Katalog — koperta zwrotna plus znaczki za 300 zł. „MIK" Stanisław Gardynik, 05-090 Raszyn. EO/1044/89

Naprawa częstościomierzy, zasilaczy, sterowników świateł oraz urządzeń przemysłowych, wzmacniaczy itp. Informator — koperta zwrotna. Wacław Mulak, ul. Łukasiewicza 25. 47-200 Koźle. EO/1052/89

Budujesz OTVC, Blok sygnałowy z AUDIO-VIDEO 4–6'88 w zestawie do montażu i uruchomiony oraz Blok Regulacji z procesorem i pamięcią 30 programów do współpracy z pilotem. Informacje — koperta zwrotna AVIS — Pionierów 2, 11-300 Biskupiec. EO/1263/89


1


2

Przy okazji omawiania nowości w radioodbiornikach samochodowych nie sposób pominąć, zaprezentowanego przez firmę Philips, małego OTCV z ekranem LCD, tzw. Car-Vision. Jest to odbiornik telewizyjny mający różne możliwości zastosowania: samochodowy, domowy, przenośny. Może odbierać w systemie PAL i SECAM. Najważniejsze elementy regulacyjne są oświetlone. Dźwięk jest odtwarzany przez 3-cm głośniki. Moc wyjściowa 200 mW. Można go dołączyć do kamery lub magnetowidu. Do OTVC można dołączyć słuchawki, zewnętrzną antenę. Zasilanie: 8 baterii R6, akumulator lub sieć. Wymiary: 171 × 117 × 63 mm. Masa — 500 g (bez baterii).

Odbiorniki radiowe, „tradycyjny" rodzaj sprzętu elektroakustycznego, nie przeżywają szczególnego rozkwitu w sensie technicznym. Zmieniają się natomiast ich kolory i kształty. A więc domowe — ekstra flat, slim line, przenośne — wielobarwne, również slim line, „młodzieżowy" wystrój, ergonomiczne, przeważnie z zegarkiem i wyświetlaczem LCD.

Odbiorniki radiowe, a właściwie tunery, stanowią segmenty zestawów typu wieża. Zmienił się, co jest oczywiste, skład tych zestawów, a zatem — ich wygląd. Pojawiły się zestawy audiowizualne: odbiornik telewizyjny, tuner ze wzmacniaczem (centrum sterowania), odtwarzacz CD, magnetowid, procesor i wzmacniacz sterujący tylne głośniki, nadajnik zdalnego sterowania ze wskaźnikiem LCD (wskazuje źródło i wybraną funkcję), bezprzewodowe słuchawki. Można tu wymienić np. Matchline firmy Philips (fot. 4).

Terminem High-End nazywa się obecnie szczytowe osiągnięcie w każdym rodzaju sprzętu audiowizualnego, z uwagi na parametry hifi. Do takich, oprócz wymienionego już DC 984R, można zaliczyć najdroższy w świecie gramofon Quintessenz, wykonany z chromu, złota, mosiądzu, stali nierdzewnej. Masa: 70 kg. Cena: 30 000 DM.

Również kolumna głośnikowa Triolon, która ma szerokość ok. 7 m, wysokość 2,45 m, składa się ze stereo „bass box" i dwóch olbrzymich „horns" dla zakresu średnich i większych częstotliwości. Cena 80 000 DM.

Ostatnio, wraz z wprowadzeniem na orbitę geostacjonarną zachodnioniemieckiego satelity telekomunikacyjnego DFS 1 Kopernikus (pozycja 23,5°E) oraz systemu DSR (ang. Digital Satelite Radio) w wielu krajach Europy, zmieniły się zasadniczo warunki do odbioru radiofonii satelitarnej. Bundespost — poczta zachodnioniemiecka rozpoczęła próbne transmisje do tej cyfrowej radiodonii satelitarnej. Niebawem można będzie odbierać transmitowane przez satelitę programy radiowe o jakości „cyfrowej". Firma Philips opracowała odbiornik Satelit 500 (82 stacje), typu FF 990. Satelitarny odbiornik radiowy firmy Telefunken może odbierać 16 (mono) i 32 (stereo) stacje z jakością płyty CD. Żądaną stację wybiera się przez wciśnięcie jednego z 16 przycisków. Można odbierać programy radiowe o w pełni cyfrowej jakości dźwięku, przy całkowitym braku zakłóceń tła i zniekształceń, a więc z dużą dynamiką. Program ze studia jest przesyłany w formie cyfrowej, z użyciem dużej i o dużej mocy anteny parabolicznej (ok. 10 m). Odbiór jest możliwy z użyciem niewielkiej anteny parabolicznej (30–60 cm).

W cyfrowym radioodbiorniku satelitarnym firmy Thomson (fot. 5) numer, nazwa stacji oraz identyfikator programu są widoczne na 16-cyfrowym wyświetlaczu alfanumerycznym; w języku francuskim, angielskim lub niemieckim. Odbiornik jest wyposażony w słuchawki oraz zdalne sterowanie.

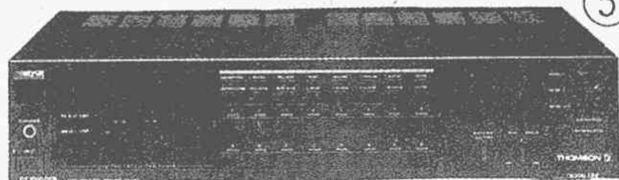
Jak wynika z tego pobieżnego przeglądu, nastąpiły duże zmiany w prawie wszystkich rodzajach sprzętu elektroakustycznego i pojawiły się nowe bądź udoskonalone wyroby. Niektóre zaś znalazły nowe zastosowania. Przy takiej różnorodności ważne jest zabezpieczenie interesu użytkownika przez uzgodnienie i wprowadzenie międzynarodowych standardów, aby urządzenia te były w pełni kompatybilne. Użytkownik ma bowiem coraz lepszy dostęp do informacji, coraz lepiej zna wyroby, coraz ostrożniej podejmuje decyzje i domaga się coraz lepszej jakości przynajmniej na Zachodzie.

K.P.


4



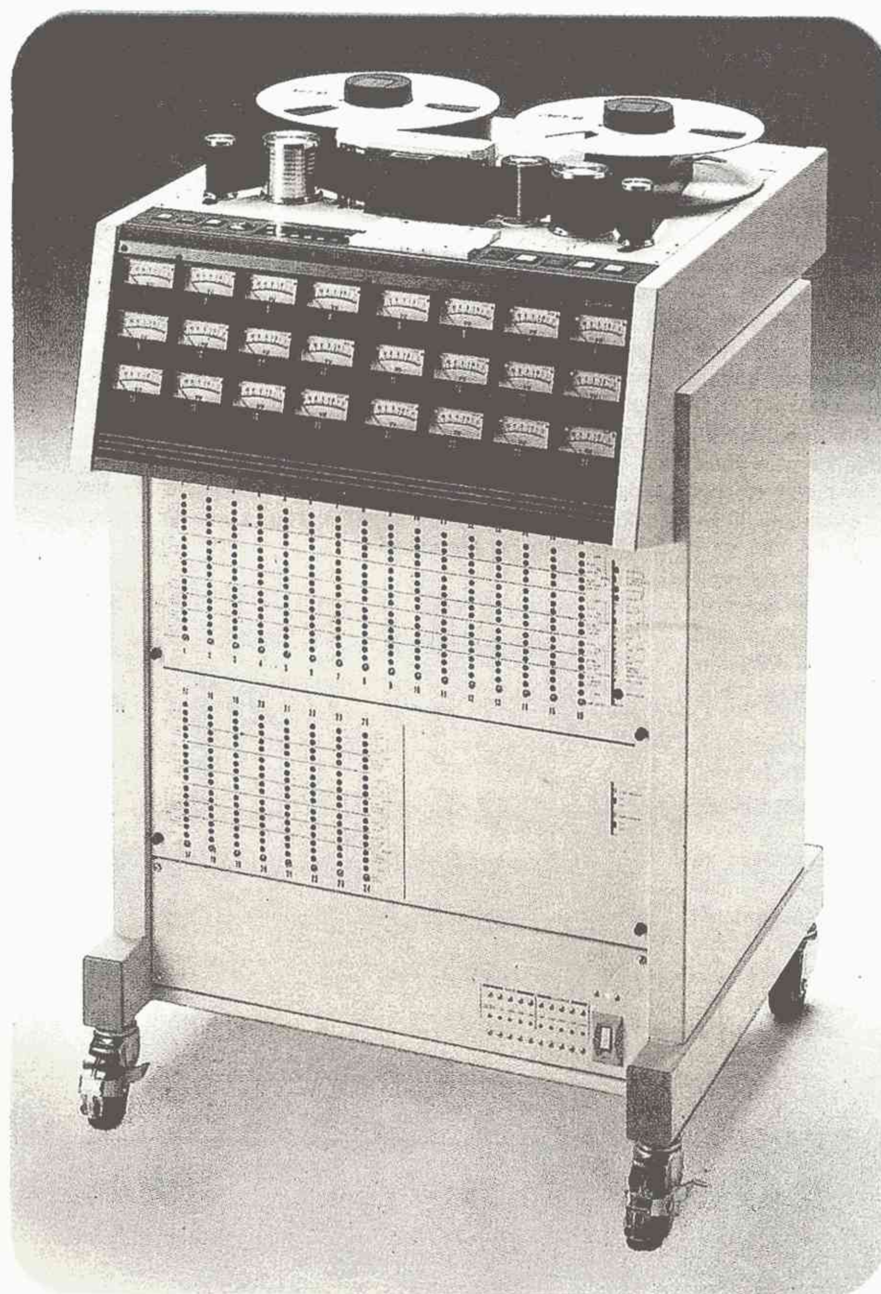
3



5



Zespoły głośnikowe Z.W.G. „TONSIL" o mocy 100–200 W przeznaczone do świetlic, klubów i małych dyskotek. *Fot. S. Sadowski*



Studyjny 24-ścieżkowy magnetofon firmy OTARI (Japonia). Taśma o szerokości 2″, prędkość przesuwu 76/38 bądź 38/19 cm/s.